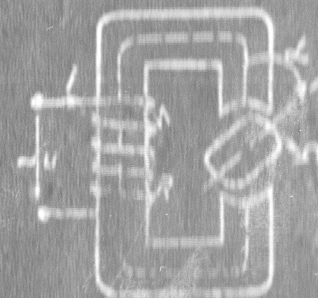
PENTRU AUTOMATIZĂRI

ALECSANDRU SIMION

MAŞINI ELECTRICE SPECIALE PENTRU AUTOMATIZĂRI



ALECSANDRU SIMION

MAŞINI ELECTRICE SPECIALE PENTRU AUTOMATIZĂRI

Aprobat de Comisia de Experţi Fizică a Ministerului Ştiinţei şi Învăţămîntului al Republicii Moldova

Chişinău
Universitas
1993

CZU 621.31:681.3(075.8)
S61

Sub redacția d-lui Tudor Ambros

Recenzenți — catedra de electromecanică a Universității tehnice a Moldovei (șef de catedră Petre Todos); prof. dr. ing. Ioan-Adrian Viorel, catedra de mașini electrice, Universitatea tehnică din Cluj-Napoca, România.

Simion A.

S61 Mașini electrice speciale pentru automatizări. — Ch.: Universitas, 1993 — 304 p.

ISBN 5–362–01071–9

În carte este expusă teoria mașinii electrice generalizate, adaptată la mașini electrice speciale. Sînt descrise principiile de funcționare, execuția constructivă și particularitățile funcționării mașinilor electrice speciale utilizate în automatizări.
Manualul este destinat studenților cu specializare în electromecanică, acționări electrice, automatică și telemecanică.

S $\frac{2705040000–054}{M751(10)–93}$

CZU 621.31:681.3(075.8)

ISBN 5–362–01071–9

PREFAȚĂ

Mașinile electrice speciale constituie componente de deosebită importanță pentru sistemele automate, îndeplinind funcții diverse: elemente de execuție, traductoare, amplificatoare, etc. O dată cu dezvoltarea producției de instalații automate complexe, care implică producerea componentelor discrete de putere la frecvențe ridicate, a circuitelor larg integrate, a microprocesoarelor, minicalculatoarelor de proces, a interfețelor și traductoarelor s-a trecut la realizarea unor serii de mașini electrice speciale avînd posibilități de adaptare eficientă în asemenea scopuri. În ultimii ani s-a acordat o deosebită atenție proiectării și realizării în țara noastră a diverselor tipuri de mașini electrice speciale dintre care se enumeră: servomotoare de curent continuu cu excitație electromagnetică și excitate cu magneți permanenți, servomotoare de curent alternativ, motoare sincrone cu reluctanța variabilă și excitate cu magneți permanenți, motoare cu histerezis, selsine, inductosine, tahogeneratoare sincrone și de c.c., transformatoare rotative, etc.

Spre deosebire de mașinile electrice clasice, care au la baza funcționării lor principiile generale ale conversiei electromecanice ale energiei, la mașinile speciale se mai utilizează și alte efecte cum ar fi cel al histerezisului magnetic, al inducției unipolare și al anizotropiei de formă.

Combinarea diverselor principii conduce la obținerea unor mașini speciale care, deși în general, au o construcție similară cu mașinile clasice, pot avea caracteristici de funcționare adecvate scopului urmărit. Ca exemple în acest sens pot fi date mașinile cu comutație statică, mașinile amplificatoare, motoarele cicloidale (cu rotor rulant), traductoarele de poziție.

În țara noastră s-a dat o atenție deosebită studiului mașinilor electrice speciale, dovadă fiind și faptul că prima monografie — curs universitar, dedicată acestei discipline, a apărut cu peste 45 ani în urmă, autor fiind prof. dr. ing. Cesar Parteni-Antoni, fost rector al Politehnicii din Iași.

Volumul de față cuprinde opt capitole. Primul este dedicat deducerii ecuațiilor sistemelor electromecanice, al doilea se referă la teoria generală a mașinilor electrice (ecuații, modelul de mașină generalizată, expresia cuplului), al treilea capitol abordează mașinile electrice cu comutație statică, iar următorul capitol analizează succint mașinile electrice amplificatoare, fiind mai puțin extins datorită utilizărilor din ce în ce mai restrînse ale acestor mașini în ultima vreme. Următoarele trei capitole sînt dedicate mașinilor speciale de curent continuu, asincrone (de inducție) și mașinilor sincrone, iar ultimul capitol se referă la mașinile electrice traductoare de poziție.

Materialul prezentat urmărește în general programa analitică a cursului de Mașini electrice speciale predat studenților facultății de Electrotehnică, opțiunea Mașini electrice, adresîndu-se în primul rînd studenților de la această specializare, dar și altor studenți, cum sînt cei de la specializările Electroenergetică, Electromecanică, Automatizări și Electronică. Materialul poate fi util inginerilor, doctoranzilor și cadrelor didactice care lucrează în domeniul mașinilor electrice.

În anumite capitole sînt inserate și unele rezultate obținute în acest domeniu de cadrele didactice de la laboratorul de Mașini electrice din Institutul Politehnic Iași, ceea ce se observă din bibliografia folosită.

Cursul de față a fost avizat în catedra de Electrotehnică și Mașini electrice, comisia de analiză fiind formată din: dr. ing. Florentina Trifan, dr. ing. Emil Teodoru, dr. ing. Adrian Crețu.

Pentru ajutorul acordat în direcția redactării și dactilografierii materialului, autorul mulțumește d-lui ing. Leonard Livadaru, d-lui ing. Iulius Mardarasievici, d-rei ing. Roxana Stîncescu și d-nei Elena Cheptea.

În speranța că materialul de față își va dovedi utilitatea, autorul va fi recunoscător tuturor cititorilor care vor semnala unele deficiențe și va considera aceste observații ca un ajutor însemnat în situația unei eventuale reeditări.

Prof. dr. ing. Alecsandru Simion

1. INTRODUCERE

1.1. GENERALITĂȚI

Mașinile electrice clasice și speciale fac parte din categoria sistemelor electromecanice, adică acele sisteme tehnice constituite din circuite electrice, magnetice și elemente mecanice capabile să transforme o energie, de o anumită natură, în alta, aproximativ egală cu prima, dar de altă natură. Cele două forme de energie sînt: energia mecanică și energia electromagnetică, ultima sub cele două aspecte particulare, energie electrică și energie magnetică. În aceeași categorie intră și sistemele care realizează doar o modificare a parametrilor unei energii electromagnetice: transformatoare, unele mașini traductoare, transformatoare în curent continuu (metadina), etc.

În cadrul mașinilor electrice speciale sînt cuprinse acele mașini electrice capabile de performanțe deosebite în anumite domenii de utilizare sau, altfel spus, acele construcții de mașini electrice care sînt destinate unor scopuri cu specific deosebit. De exemplu, un generator de curent continuu poate fi interpretat ca o mașină amplificatoare, puterea la ieșire $P_e = U_e I_e$ este mult mai mare decît puterea la intrare $P_i = U_i I_i$, aplicată înfășurării de excitație. Factorul de amplificare în putere, $k_p = P_e / P_i$, este de ordinul zecilor sau sutelor. O mașină eletrică specială, amplificatoare (amplidina), datorită construcției sale și utilizării a două etaje de amplificare, realizează factori de amplificare de ordinul miilor sau zecilor de mii. Un tahogenerator de curent continuu, ca mașină specială, trebuie să îndeplinească condiția de liniaritate a caracteristicii tensiune de ieșire — viteză, $U_e = f(n)$, spre deosebire de un generator de c.c. clasic la care intervine saturația, iar caracteristica respectivă nu păstrează liniaritatea pe o zonă extinsă de viteze. Tahogeneratorul se realizează din materiale magnetice speciale, permalloy, la care saturația intervine la valori mai ridicate ale frecvenței și, în consecință, la viteze mai mari.

De asemenea, se mai iau și alte măsuri care înlătură influența temperaturii sau sînt diminuate ondulațiile tensiunii de ieșire.

Studiul mașinilor electrice clasice și speciale se încadrează în teoria generală a conversiei energiei particularizată pentru cele două forme de energie, mecanică și electromagnetică, deși în orice mașină electrică apare și o energie termică, a cărei introducere în studiu ar complica, uneori inutil, sistemul de ecuații algebrice sau integro-diferențiale, care caracterizează complet funcționarea mașinii ca sistem electromecanic.

Conversia energiei este o înșiruire de stări statice succesive, pornind de la o stare inițială și ajungînd la o stare finală, pe parcurs avînd loc o degajare de energie

(sau putere) utilă. Pe timpul procesului de conversie a energiei se pot întîlni trei tipuri de regimuri: regimul static (staţionar) în care mărimile de stare ale sistemului se păstrează, regimul cvasistaţionar, în care mărimile sistemului se modifică „lent", regimul dinamic, în care mărimile sistemului îşi modifică „rapid" valorile, de la unele — iniţiale, la altele — finale. Caracterul de „lent" se referă la faptul că mărimile se modifică într-un timp mai mic decît constanta de timp a sistemului sau maşinii.

O problemă importantă pentru sistemul electromecanic este cea care se referă la scrierea ecuaţiilor algebrice şi/sau integro-diferenţiale ce caracterizează funcţionarea sistemului. Aceste ecuaţii se scriu între diverse mărimi fizice ale sistemului, numite mărimi de stare.

Mărimile fizice care caracterizează sistemul alcătuiesc un grup de variabile. Dintre acestea unele se numesc independente şi sînt acele mărimi (variabile) care, prin ecuaţiile în care intervin, caracterizează complet funcţionarea sistemului. Variabilele independente se aleg într-un număr minim, absolut necesar pentru descrierea întregii funcţionări a sistemului. Celelalte variabile care mai intervin în ecuaţiile sistemului se numesc a s o c i a t e . [1,2,3]

1.2. VARIABILE UTILIZATE ÎN DESCRIEREA ECUAŢIILOR SISTEMELOR ELETROMECANICE

Pentru descrierea sistemelor mecanice, electrice, magnetice (electromagnetice) se folosesc patru variabile, numite şi generalizate, dintre care două sînt independente, iar celelalte două sînt asociate. În tabelul 1.1. sînt prezentate aceste variabile, deducîndu-se şi corespondenţa dintre ele. Această corespondenţă între variabile se constată, mai ales, prin relaţiile de legătură deja cunoscute din mecanică şi din teoria circuitelor electrice şi magnetice. Indicele i folosit în tabelul 1.1. este un indice de distincţie, în cazul existenţei mai multor mărimi de aceeaşi natură.

Astfel, pentru sistemul mecanic sînt valabile:

$$\dot{q}_i = \frac{dq_i}{dt}, \quad f_i = \frac{dp_i}{dt}, \quad p_i = m_i\dot{q}_i \tag{1.1}$$

(m_i fiind masa, o mărime scalară), dacă ne referim la mişcări de translaţie, şi

$$\dot{\alpha}_i = \frac{d\alpha_i}{dt}, \quad M_i = \frac{dP_i}{dt}, \quad P_i = J_i\dot{\alpha}_i \quad (\dot{\alpha}_i = \Omega_i) \tag{1.2}$$

(J_i fiind momentul de inerţie de rotaţie, o mărime scalară), dacă ne referim la mişcări de rotaţie.

Pentru sistemul electromagnetic A sînt valabile următoarele relaţii:

$$i_i = \frac{d\tilde{Q}_i}{dt}, \quad u_i = \frac{d\Psi_i}{dt}, \quad \Psi_i = L_i i_i \tag{1.3}$$

(L_i fiind inductanţa proprie), iar pentru sistemul electromagnetic *B*:

Tab.1.1.

Nr.crt.	Denumirea variabilei	Sistem mecanic		Sistem electromagnetic	
				A	B
1.	Coordonată generalizată	$q_i[m]$; (deplasare)	$\alpha_i[rad]$ (unghi)	$\tilde{Q}_i[C]$ (sarcină electrică)	$\Psi_i[Wb]$ (flux total)
2.	Viteză generalizată	$\dot{q}_i[m/s]$ (viteză lin.)	$\dot{\alpha}_i[rad/s]$ (viteză ungh.)	$i_i[A]$ (curent electric)	$u_i[V]$ (tensiune indusă)
3.	Forţă generalizată	$f_i[N]$ (forţă)	$M_i[Nm]$ (cuplu)	$u_i[V]$ (tensiune indusă)	$i_i[A]$ (curent electric)
4.	Impuls generalizat	$p_i[Ns]$ (impuls)	$P_i[Nms]$ (impuls de rot.)	$\Psi_i[Wb]$ (flux total)	$\tilde{Q}_i[C]$ (sarcină electr.)

$$u_i = \frac{d\Psi_i}{dt}, \quad i_i = \frac{d\tilde{Q}_i}{dt}, \quad Q_i = C_i u_i \tag{1.4}$$

(C_i fiind capacitatea condensatorului).

Această corespondenţă este valabilă dacă presupunem circuitele electrice şi magnetice liniare, fără intervenţia saturaţiei.

Cu aceste mărimi se definesc f u n c ţ i i l e d e e n e r g i e, anume:

Energia cinetică,

$$T = \int_i \dot{q}_i \, dp_i, \text{ în mecanică } T = \int_0^V v \, d(mv) = m\int_0^V v \, dv = \frac{1}{2}mV^2 \tag{1.5}$$

Coenergia cinetică,

$$T' = \int_i p_i \, d\dot{q}_i, \text{ în mecanică } T' = \int_0^V mv \, dv = m\int_0^V v \, dv = \frac{1}{2}mV^2 \tag{1.6}$$

Energia potenţială,

$$V = -\int_i f_i \, dq_i, \text{ în mecanică (resort) } V = -\int_0^l f \, dx = \int_0^l kx \, dx = \frac{1}{2}kl^2 \tag{1.7}$$

Coenergia potenţială

$$V' = -\int_i q_i \, df_i, \text{ în mecanică (resort) } V' = -\int_0^l x \, d(-kx) = \frac{1}{2}kl^2 \tag{1.8}$$

Pornind de la aceste funcţii de energie, se pot construi cunoscutele f u n c ţ i i d e s t a r e , a căror similitudine permite o tratare unitară a diverselor sisteme fizice. Dintre aceste funcţii se va folosi funcţia lui Lagrange (lagrangean):

$$L(q_i\,\dot q_i) = T' - V;\quad L(Q_i\, i_i) = W'_m - W_e$$
$$L(\Psi_i, u_i) = W'_e - W_m \tag{1.9}$$

prima dintre expresii fiind caracteristică sistemelor mecanice, iar ultimele două — sistemelor electromagnetice. Mărimile W_m, W'_m, W_e, W'_e sînt, respectiv, energia magnetică, coenergia magnetică, energia electrică și coenergia electrică. (4,5,6)

Relațiile de definiție ale acestor energii și coenergii sînt:

$$W_m = \int_0^{\Psi_1 \ldots \Psi_N} \left(\sum_{i=1}^{N} i_i \cdot \mathrm{d}\Psi_i \right), \quad W'_m = \int_0^{I_1 \ldots I_N} \left(\sum_{i=1}^{N} \Psi_i \cdot \mathrm{d}i_i \right) \tag{1.10}$$

$$W_e = \int_0^{\tilde Q_1 \ldots \tilde Q_N} \left(\sum_{i=1}^{N} u_i \cdot \mathrm{d}\tilde Q_i \right), \quad W'_e = \int_0^{U_1 \ldots U_N} \left(\sum_{i=1}^{N} \tilde Q_i \cdot \mathrm{d}u_i \right) \tag{1.11}$$

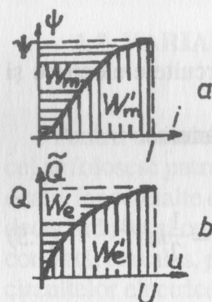


Fig. 1.1.

În fig. 1.1 se arată și semnificația grafică a mărimilor W_m, W'_m, W_e și W'_e; pentru cazul concret al unei bobine (fig. 1.1.a), cînd ariile respective sînt proporționale cu W_m și W'_m și pentru cazul unui condensator (fig. 1.1.b), cînd ariile corespunzătoare sînt proporționale cu W_e și W'_e. În cazul analizei unui sistem eletromecanic se folosește și corespondența $W_e \rightleftarrows V$; $W'_e \rightleftarrows W'$, $W_m \rightleftarrows T$, $W'_m \rightleftarrows T'$. Ținînd seama de semnificația grafică a energiilor definite prin rel. (1.10) și (1.11) și care, datorită caracteristicilor neliniare, nu respectă egalitățile: $W_m = W'_m$, $W_e = W'_e$ (ca în cazul sistemelor mecanice-liniare), se pot deduce următoarele relații

$$W_e + W'_e = \sum_i Q_i U_i;\quad W_m + W'_m = \sum_i \Psi_i I_i \tag{1.12}$$

1.3. DEDUCEREA ECUAȚIILOR SISTEMELOR ELECTROMECANICE

Pentru scrierea ecuațiilor diferențiale ale sistemelor eletromecanice se urmează, în general, două căi:

a) utilizarea principiilor diferențiale,
b) utilizarea principiilor integrale.

1.3.1. UTILIZAREA PRINCIPIILOR DIFERENȚIALE PENTRU DEDUCEREA ECUAȚIILOR SISTEMELOR ELETROMECANICE

La baza acestei proceduri de scriere a ecuațiilor sistemelor electromecanice stă aplicarea unor legi specifice din mecanică și din eletromagnetism, cum sînt: legea inducției electromagnetice, $u = \mathrm{d}\Psi/\mathrm{d}t$; teoremele lui Kirchhoff: $\sum_{j\in n} i_j = 0$, $\sum_{k\in Q} u_k = 0$; teorema lui Coulomb, $\bar f = q\bar E$; principiul lui D'Alembert, legea conservării energiei, principiul deplasărilor virtuale, etc.

Sistemul electromecanic se poate analiza după o schemă structurală prezentată în fig. 1.2, descompunîndu-l în două subsisteme [1,3]

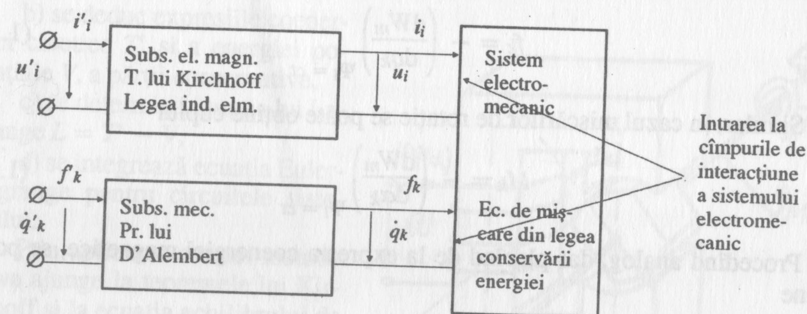


Fig. 1.2.

Se presupune o deplasare virtuală $\mathrm{d}q_k$ în „nodul" mecanic k, într-un interval de timp $\mathrm{d}t$, în care toate celelalte coordonate mecanice sînt menținute fixe ($\mathrm{d}q_j = 0$; $j \neq k$), iar mărimile electrice vor suferi anumite modificări. Considerînd pierderile de energie nule, conform legii conservării energiei se va scrie relația:

$$\underbrace{\sum_{j=1}^{n} u_j i_j \mathrm{d}t}_{\text{energia introdusă pe cale electrică}} + \underbrace{f_k \mathrm{d}q_k}_{\text{energia introdusă pe cale mecanică}} = \underbrace{\mathrm{d}W}_{\text{energia înmagazinată în cîmp electromagnetic}} \tag{1.13}$$

Forța generalizată cu care reacționează sistemul, egală și de semn contrar cu forța f_k, este:

$$f_k = \frac{1}{\mathrm{d}q_k}\left(\sum_j u_j i_j \mathrm{d}t - \mathrm{d}W\right), \tag{1.14}$$

În cazul mașinilor electrice rotative, coordonata generalizată este unghiul de rotație, iar forța generalizată este cuplul de rotație, M_e.

În cîteva cazuri particulare relaţia de mai sus devine mai simplă, anume: a) Dacă $W_e = 0$, $W = W_m$ şi în condiţiile cînd i_j şi q_k sînt considerate variabile independente, ţinînd seama de

$$u_j = \frac{d\Psi_j}{dt} \text{ adică } \sum_j u_j i_j dt = \sum_j i_j d\Psi_j \tag{1.15}$$

rezultă

$$f_k = -\left(\frac{dW_m}{dq_k}\right) + \sum_j i_j \frac{d\Psi_j}{dq_k} \tag{1.16}$$

b) În cazul cînd se iau variabile independente fluxul total Ψ_j şi coordonata q_k, rezultă

$$f_k = -\left(\frac{dW_m}{dq_k}\right)_{\Psi_i = ct} \tag{1.17}$$

Similar, în cazul mişcărilor de rotaţie se poate obţine cuplul

$$M_k = -\left(\frac{dW_m}{d\alpha_k}\right)_{\Psi_i = ct} \tag{1.18}$$

Procedînd analog, dar plecînd de la expresia coenergiei magnetice, se poate obţine

$$f_k = \left(\frac{dW'_m}{dq_k}\right) - \sum_i \Psi_i \frac{di_i}{dq_k} \text{ şi } f_k = \left(\frac{dW'_m}{dq_k}\right)_{i_i = ct} \tag{1.19}$$

1.3.2. UTILIZAREA PRINCIPIILOR INTEGRALE PENTRU DEDUCEREA ECUAŢIILOR SISTEMELOR ELETROMECANICE

Această modalitate de deducere a ecuaţiilor sistemelor electromecanice, în regim dinamic, permite ulterior o analiză generalizată a tuturor sistemelor în care intervin diferite forme de energie, mecanică şi eletromagnetică în cazul de faţă. În principiu, metoda implică stabilirea variabilelor independente şi asociate, stabilirea funcţiilor de stare specifice şi rezolvarea ecuaţiilor de mişcare a sistemului. În cele ce urmează se va folosi principiul lui Hamilton, plecînd de la funcţia lui Lagrange, $L(q,\dot{q},t)$ definită prin relaţiile (1.9).

Pentru sistemele conservative, fără pierderi de energie (nedisipative), L satisface ecuaţia lui Euler-Lagrange [2]

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dL}{d\dot{q}_k}\right) - \frac{dL}{dq_k} = 0, \tag{1.20}$$

iar pentru sistemele neconservative, cu pierderi de energie (disipative), ecuaţia sus-menţionată devine

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dL}{d\dot{q}_k}\right) - \frac{dL}{dq_k} + \frac{dF}{d\dot{q}_k} = Q_k, \tag{1.21}$$

unde: F este funcţia de disipaţie Rayleigh de forma

$$F = \frac{1}{2}\sum_i k_i \dot{q}_i^2, \tag{1.22}$$

iar Q_k reprezintă forţele neconservative generalizate de tipul tensiunilor aplicate circuitelor sau forţelor aplicate din exterior asupra sistemului.

Procedura de aplicare a metodei este următoarea:

a) se alege sistemul de variabile generalizate: $q_i, \dot{q}_i, f_i$ şi p_i; se determină forţele asociate neconservative Q_k, care derivă din surse şi forţele $dF/d\dot{q}_k$ care derivă din pierderi;

b) se deduc expresiile coenergiei cinetice T' şi a energiei potenţiale V, a părţii conservative,

c) se determină funcţia lui Lagrange $L = T' - V$,

d) se integrează ecuaţia Euler-Lagrange pentru circuitele sistemului.

Prin aplicarea acestei metode se va ajunge la teoremele lui Kirchhoff şi la ecuaţia echilibrului de forţe sau cupluri.

În cele ce urmează se va exemplifica aplicarea acestei metode pe un sistem electromecanic prezentat în fig. 1.3. Elementul mobil al sistemului este un rotor anizotrop, al cărui ax este fixat în lagăre, frecările în lagăre fiind caracterizate prin coeficientul k_z. Asupra axului se aplică un cuplu exterior $M_{(t)}$ precum şi cuplul antagonist al resortului

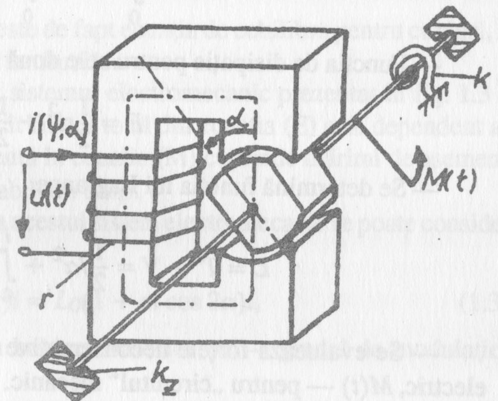


Fig. 1.3.

$$M = -k\alpha \tag{1.23}$$

Statorul prezintă un circuit magnetic, în al cărui întrefier se roteşte rotorul. Înfăşurarea statorului este alimentată de la o sursă exterioară $u_{(t)}$, iar curentul i este dependent de fluxul total şi de poziţia rotorului, caracterizată prin unghiul α dintre axa fluxului creat de stator şi axa longitudinală a rotorului. Deoarece circuitul nu cuprinde şi condensatoare, energia electrică este nulă, $W_e = 0$, în schimb energia magnetică înmagazinată este $W_m \neq 0$ (dependentă şi de unghiul α). Se parcurg etapele:

— Se alege sistemul de variabile generalizate:

Coordonata generalizată: α (unghiul), $\tilde{Q}$ (sarcina electrică)

Viteza generalizată: $\Omega = \dot{\alpha}$ (vit. ungh.), i (curentul)

Forța generalizată: $M = -k\alpha$ (cuplu), e (tensiune indusă)
Impuls generalizat: $P = J\dot{\alpha}$ (imp. de rot.), Ψ (flux total)

— Se calculează coenergia cinetică (1.6), ținînd seama de cele două forme ale sale: mecanică și magnetică:

$$T' = \int_0^{\dot{\alpha}} P\mathrm{d}(\dot{\alpha}) + \int_0^I \Psi \mathrm{d}i = \frac{1}{2}J\dot{\alpha}^2 + \int_0^I \Psi(\alpha,i)\mathrm{d}i \tag{1.24}$$

Ultima integrală din rel. (1.24) nu poate fi calculată decît în condiții concrete, întrucît fluxul total este dependent de curent și de poziția rotorului.

Se calculează energia potențială, mecanică (întrucît $W_e = 0$)

$$V = -\int_0^{\alpha} M\mathrm{d}\alpha = \int_0^{\alpha} k\alpha\mathrm{d}\alpha = \frac{1}{2}k\alpha^2 \tag{1.25}$$

— Funcția de disipație pentru cele două sisteme (1.22) este

$$F = \frac{1}{2}ri^2 + \frac{1}{2}k_z\dot{\alpha}^2 \tag{1.26}$$

— Se determină funcția lui Lagrange,

$$L = T' - V = \frac{1}{2}J\dot{\alpha}^2 + \int_0^i \Psi(\alpha,i)\mathrm{d}i - \frac{1}{2}k\alpha^2 \tag{1.27}$$

— Se evaluează forțele neconservative generalizate: u(t) — pentru circuitul electric, $M(t)$ — pentru „circuitul" mecanic.

— Se calculează termenii ecuației Euler-Lagrange (1.21), separat pentru subsistemul mecanic (M) și pentru subsistemul electric (E).

Primul termen al ecuației (1.21) este

$$\text{(M1)} \qquad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\dot{\alpha}}\right) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(J\dot{\alpha}) = J\ddot{\alpha} \qquad (1{,}28)$$

$$\text{(E1)} \qquad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}i}\right) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}i}\int_0^i \Psi\mathrm{d}i\right) = \frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} \qquad (1.28')$$

Al doilea termen al ecuației (1.21) este:

$$\text{(M2)} \qquad \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\alpha} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\int_0^i \Psi(\alpha,i)\mathrm{d}i - k\alpha \qquad (1.29)$$

$$\text{(E2)} \qquad \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}Q} = 0 \qquad (1.29')$$

Al treilea termen al ecuației (1.21) este:

$$\text{(M3)} \qquad \frac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}\dot{\alpha}} = k_z\dot{\alpha} \qquad (1.30)$$

$$\text{(E3)} \qquad \frac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}i} = ri \qquad (1.30')$$

Reunind termenii (1.28), (1.29), (1.30), respectiv (1.28'), (1.29'), (1:30') și ținînd seama de forțele neconservative generalizate pentru cele două subsisteme, se obțin ecuațiile:

$$\text{(M)} \qquad J\ddot{\alpha} + k_z\dot{\alpha} + k\alpha - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\int_0^i \Psi(\alpha,i)\mathrm{d}i = M(t) \qquad (1.31)$$

$$\text{(E)} \qquad \frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} + ri = u(t)$$

Prima dintre ecuațiile (1.31) este de fapt ecuația de echilibru pentru cupluri, iar a doua este ecuația de echilibru a tensiunilor.

Ecuațiile care caracterizează sistemul electromecanic prezentat în fig. 1.3 nu se pot rezolva independent, întrucît fluxul total din ecuația (E) este dependent atît de i cît și de α, iar integrala prezentă în ecuația (M) cuprinde mărimi de asemenea dependente de i și α, ambele variabile în timp.

Pentru o analiză simplificată a acestui sistem electromecanic se poate considera că fluxul total este dat de:

$$\Psi = L(\alpha)i = L_0(1 + m\cos 2\alpha)i, \tag{1.32}$$

unde L_0 este inductanța medie a bobinei statorice, m — gradul de modulație a inductanței.

Ecuația cuplurilor (1.31) cuprinde: termenul $J\ddot{\alpha} = J\mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t$, care reprezintă cuplul dinamic (apare numai în regim dinamic, la accelerări și decelerări ale rotorului); termenul $k_z\dot{\alpha}$, care reprezintă cuplul de frecare vîscoasă (proporțional cu viteza); termenul $k\alpha$ — cuplul elastic creat de resortul spiral și termenul:

$$m_e = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\int_0^I \Psi(\alpha,i)\mathrm{d}i \tag{1.33}$$

care reprezintă c u p l u l e l e c t r o m a g n e t i c al sistemului electromecanic.

Dacă axul rotoric nu este legat de resortul spiral, atunci $k\alpha = 0$, iar sistemul electromecanic din fig. 13 devine mașină electrică reactivă, în situația cînd tensiunea de alimentare $u(t)$ este armonică. Neglijîndu-se frecările în lagăre $k_z = 0$, ecuația (1.31) a cuplurilor devine

$$\pm M(t) + m_e = J\ddot{\alpha}, \tag{1.34}$$

ecuație care caracterizează regimul dinamic al mașinilor electrice, în care cuplul exterior $\pm M(t)$ este dictat de regimul de motor sau de generator al mașinii. În regim

staționar, cînd viteza este constantă $\dot{\alpha} = \Omega = ct, \ddot{\alpha} = 0$, cuplul electromagnetic al mașinii echilibrează cuplul exterior.

În practică interesează, de cele mai multe ori, acest regim; de aceea, în analiza unei mașini electrice se pune problema determinării cuplului electromagnetic m_e dat de relația (1.33). Mai mult chiar, se cere valoarea medie a acestui cuplu, care se obține din integrarea în timp a expresiei m_e. Condițiile unei conversii electromecanice continue sînt îndeplinite, dacă între frecvențele surselor și viteza unghiulară de rotație a rotorului există o anumită relație liniară, teorema frecvențelor (cap.2).

În legătură cu ecuația de tensiuni (1.31), se constată că fluxul total Ψ al unei înfășurări este dependent de curent, dependența aceasta fiind considerată liniară, deși în practică este prezent și fenomenul de saturație. În cazul cînd sistemul electromecanic cuprinde mai multe înfășurări, este necesară evaluarea fluxurilor totale pentru fiecare dintre ele; datorită cuplajului magnetic variabil în timp, din cauza modificării poziției înfășurărilor, fluxurile totale devin dependente și de unghiul de rotație.

Așadar, pentru a se rezolva sistemul de ecuații integro-diferențiale al unui sistem electromecanic sînt necesare:

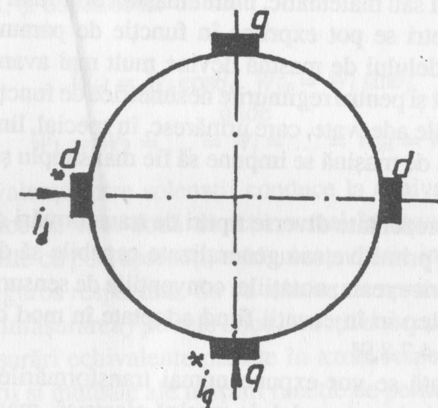
— evaluarea fluxurilor totale ale celor n înfășurări cuplate magnetic, obținînd n ecuații, care în anumite condiții se pot reduce ca număr (cap.2);

— determinarea cuplului electromagnetic al mașinii, care se manifestă asupra rotorului, considerînd mașinile electrice cu un singur element mobil cuplat mecanic la o mașină de lucru sau la o mașină de antrenare.

Înfășurările reale ale mașinilor electrice m-fazate se pot substitui în anumite condiții cu un număr minim (de două pe fiecare dintre armături), în felul acesta numărul de ecuații (*E*) din sistemul (1.31) se reduce, rezolvarea sa devenind mai convenabilă în anumite cazuri concrete.

CAPITOLUL 2

NOȚIUNI DE TEORIE GENERALĂ A MAȘINILOR ELECTRICE



2.1. TRANSFORMĂRI DE VARIABILE UTILIZATE ÎN TEORIA GENERALĂ A MAŞINILOR ELECTRICE

2.1.1. INTRODUCERE

Pentru studiul maşinilor electrice, în cadrul unei teorii generale, se apelează frecvent la utilizarea unor transformări de variabile, transformări, care din punct de vedere matematic conduc la unele simplificări ale studiului.

Maşina de studiat, ai cărei parametri reali se cunosc, este înlocuită cu una echivalentă — modelul său matematic, numit maşină primitivă sau maşină generalizată, ai cărei parametri se pot exprima în funcţie de parametrii maşinii reale. Analiza ecuaţiilor modelului de maşină devine mult mai avantajoasă, atît pentru regimurile simetrice cît şi pentru regimurile nesimetrice de funcţionare, dacă se aleg transformări de variabile adecvate, care urmăresc, în special, liniarizarea ecuaţiilor maşinii reale. Modelul de maşină se impune să fie mai simplu şi să permită analiza tuturor maşinilor reale.

În literatură sînt prezentate diverse tipuri de transformări de variabile precum şi modelele de maşini primitive sau generalizate capabile să descrie funcţionarea tuturor maşinilor electrice reale; notaţiile, convenţiile de sensuri şi semne referitoare la mărimile care intervin în ecuaţii fiind adoptate în mod diferit de autori sau grupuri de autori. [1,3,4,7,8,9]

În capitolul de faţă se vor expune numai transformările de variabile strict necesare obţinerii unui singur model de maşină electrică, maşina generalizată cu comutator. [10]

Maşina generalizată, la care se va ajunge, este o maşină cu colector, cu înfăşurări în stator, fixe, şi înfăşurări rotorice legate la colector (comutator), pseudostaţionare, situate în cele două axe de simetrie, ortogonale: directă (d) şi în cuadratură (q). Înfăşurarea rotorică cu comutator, pseudostaţionară are proprietatea că, deşi, în general, conductoarele sale sînt parcurse de curenţi alternativi, cîmpul magnetic rezultant pe care îl produce este orientat în permanenţă pe aceeaşi direcţie.

2.1.2 TRANSFORMAREA DE FAZE LA MAŞINA POLIFAZATĂ

O maşină polifazată idealizată cuprinde: un stator cilindric sau cu poli aparenţi avînd două înfăşurări plasate în cele două axe de simetrie şi un rotor cu o înfăşurare m — fazată, cele m înfăşurări identice fiind sinusoidal distribuite, axele lor fiind decalate cu unghiuri egale de $2\pi/m$ rad., armătura rotorică fiind cilindrică (fig. 2.1). Se neglijează saturaţia circuitului magnetic, iar armonicile superioare ale inducţiei sînt, de asemenea, neglijabile.

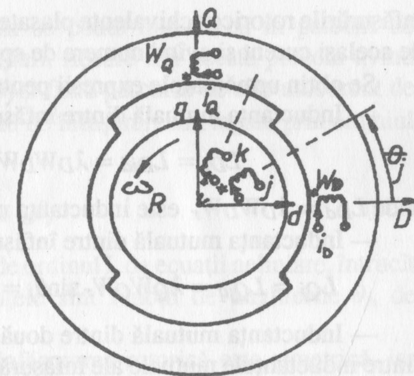


Fig. 2.1.

Armătura rotorică se roteşte în sens pozitiv cu viteza unghiulară ω_R, fiecare din cele m faze rotorice formează cu axa D (orizontală — pe desen) unghiuri θ_j, variabile în timp.

O înfăşurare rotorică j poate fi înlocuită în orice moment cu două înfăşurări rotorice plasate în cele două axe d şi q, parcurse de acelaşi curent i_j, cu condiţia ca solenaţia rezultantă a celor două înfăşurări pe direcţia θ_j să fie egală cu solenaţia produsă de înfăşurarea j, fig. 2.2. Întrucît curenţii prin înfăşurări sînt aceiaşi, rezultă că cele două înfăşurări echivalente trebuie să aibă numere de spire diferite, în general, şi dependente de unghiul $\theta_j(t)$, adică:

$$W_{jd} = W_j \cos\theta_j, \quad W_{jq} = W_j \sin\theta_j, \tag{2.1}$$

unde

$$W_1 = W_2 = \dots = W_j = \dots = W_m = W_r$$

Această echivalenţă între solenaţii conduce la echivalenţe ale inducţiilor şi fluxurilor magnetice pe cele două direcţii numai în cazul maşinilor cu întrefier constant. La maşinile cu poli aparenţi, echivalenţa dintre inducţii şi fluxuri magnetice nu mai este riguros respectată. Se va admite cu aproximaţie egalitatea dintre fluxurile create în înfăşurarea j pe cele două direcţii d şi q şi fluxurile create separat de cele două înfăşurări echivalente plasate în axele respective şi se vor exprima inductanţele proprii şi mutuale ale maşinii funcţie de permeanţele λ_D şi λ_Q pe cele două direcţii. Cu alte cuvinte, înfăşurarea j avînd W_r spire parcurse de curentul i_j, prin solenaţia sa, creează pe cele două direcţii d şi q fluxuri dependente de θ_j, dar care sînt egale în orice moment cu fluxurile create pe aceleaşi direcţii de către

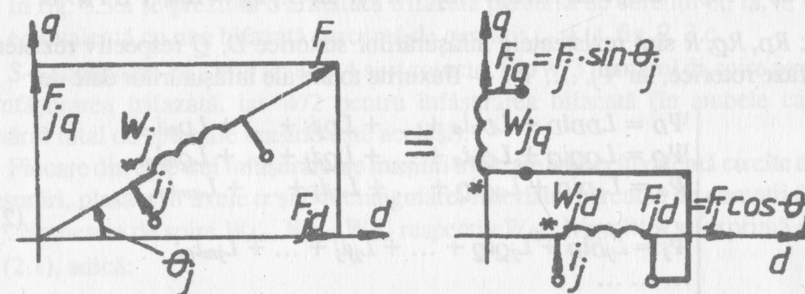


Fig. 2.2.

înfăşurările rotorice echivalente plasate în cele două axe, înfăşurările fiind parcurse de acelaşi curent şi avînd numere de spire dependente de θ_j.

Se obţin următoarele expresii pentru diverse inductanţe:

— Inductanţa mutuală dintre înfăşurarea statorică D şi înfăşurarea rotorică j:

$$L_{Dj} = L_{Djd} = \lambda_D W_D W_r \cos\theta_j = L_{Dd} \cos\theta_j = L_{jD} \tag{2.2}$$

unde $L_{Dd} = \lambda_D W_D W_r$ este inductanţa mutuală maximă pe axa D.

— Inductanţa mutuală dintre înfăşurarea statorică Q şi înfăşurarea rotorică j:

$$L_{Qj} = L_{Qjq} = \lambda_Q W_Q W_r \sin\theta_j = L_{Qq} \sin\theta_j = L_{jQ}, \quad L_{Qq} = \lambda_Q W_Q W_r \tag{2.3}$$

— Inductanţa mutuală dintre două înfăşurări rotorice j şi k, obţinută ca sumă dintre inductanţele mutuale ale înfăşurărilor echivalente de pe cele două axe q şi d:

$$\begin{aligned} L_{jk} &= L_{jd,kd} + L_{jq,kq} = \lambda_D W_r^2 \cos\theta_j \cos\theta_k + \lambda_Q W_r^2 \sin\theta_j \sin\theta_k = \\ &= L_d' \cos\theta_j \cos\theta_k + L_q' \sin\theta_j \sin\theta_k, \; L_d' = \lambda_D W_r^2, \; L_q' = \lambda_Q W_r^2 \end{aligned} \tag{2.4}$$

— Inductanţa proprie a înfăşurării j rotorice:

$$\begin{aligned} L_{jj} &= L_{\sigma j} + L_{jd,jd} + L_{jq,jq} = L_{\sigma r} + \lambda_D W_r^2 \cos^2\theta_j + \lambda_Q W_r^2 \sin^2\theta_j = \\ &= L_{\sigma r} + L_d' \cos^2\theta_j + L_q' \sin^2\theta_j = L_{\sigma r} + \frac{L_d' + L_q'}{2} + \frac{L_d' - L_q'}{2} \cos 2\theta_j \end{aligned} \tag{2.5}$$

unde $L_{\sigma r}$ este inductanţa proprie corespunzătoare fluxului total de dispersie al înfăşurării j.

— Inductanţele proprii ale înfăşurărilor D şi Q statorice:

$$\begin{aligned} L_{DD} &= L_{\sigma D} + \lambda_D W_D^2 = L_{\sigma D} + L_D' \\ L_{QQ} &= L_{\sigma Q} + \lambda_Q W_Q^2 = L_{\sigma Q} + L_Q' \end{aligned} \tag{2.6}$$

unde $L_{\sigma D}$, $L_{\sigma Q}$ sînt inductanţele proprii de scăpări ale celor două înfăşurări.

Ecuaţiile de tensiuni ale celor $2 + m$ înfăşurări ale maşinii m-fazate se scriu:

$$\begin{aligned} &u_D = R_D i_D + \mathrm{d}\Psi_D / \mathrm{d}t, \; u_Q = R_Q i_Q + \mathrm{d}\Psi_Q / \mathrm{d}t, \; u_a = R i_a + \mathrm{d}\Psi_a / \mathrm{d}t, \\ &u_b = R i_b + \mathrm{d}\Psi_b / \mathrm{d}t, \ldots, u_j = R i_j + \mathrm{d}\Psi_j / \mathrm{d}t, \ldots, u_m = R i_m + \mathrm{d}\Psi_m / \mathrm{d}t \end{aligned} \tag{2.7}$$

unde: R_D, R_Q, R sînt rezistenţele înfăşurărilor statorice D, Q respectiv rezistenţa unei faze rotorice, iar Ψ_j, ..., Ψ_m — fluxurile totale ale înfăşurărilor date de:

$$\begin{cases} \Psi_D = L_{DD} i_D + L_{Da} i_a + \ldots + L_{Dj} i_j + \ldots + L_{Dm} i_m, \\ \Psi_Q = L_{QQ} i_Q + L_{Qa} i_a + \ldots + L_{Qj} i_j + \ldots + L_{Qm} i_m, \\ \Psi_a = L_{aD} i_D + L_{aQ} i_Q + \ldots + L_{aj} i_j + \ldots + L_{am} i_m, \\ \ldots\ldots \\ \Psi_j = L_{jD} i_D + L_{jQ} i_Q + \ldots + L_{jj} i_j + \ldots + L_{jm} i_m, \\ \ldots\ldots \\ \Psi_m = L_{mD} i_D + L_{mQ} i_Q + \ldots + L_{mj} i_j + \ldots + L_{mm} i_m, \end{cases} \tag{2.8}$$

Inductanţele care intervin în relaţiile (2.8) se determină cu expresiile (2.2) — (2.6).

Aşadar, rotorul m-fazat al unei maşini se poate înlocui cu m perechi de înfăşurări plasate în cele două axe ale maşinii, fiecare din aceste perechi avînd numere de spire dependente pe unghiurile θ_j şi fiind parcurse de cîte un curent de fază i_j. Numerele de spire ale fiecărei perechi de înfăşurări sînt legate prin unghiul θ_j după relaţii de formă:

$$W_{jq} = W_{jd} \operatorname{tg}\theta_j \tag{2.9}$$

Sistemul de ecuaţii (2.7) este un sistem de ordinul I, de ecuaţii neliniare, întrucît curenţii sînt funcţii de timp, iar inductanţele sînt funcţii de unghiurile θ_j, de asemenea dependente de timp.

În anumite condiţii, mai precis cînd înfăşurarea rotorică este simetrică, iar curenţii au legi de variaţie cunoscute, în particular dacă sistemul polifazat de curenţi este echilibrat, se pot utiliza anumite transformări adecvate, încît sistemul neliniar (2.7) devine un sistem liniar, după cum se va vedea în cele ce urmează.

Primele două ecuaţii ale sistemului (2.7) rămîn în aceeaşi formă, doar expresiile fluxurilor Ψ_D şi Ψ_Q se modifică. Celelalte m ecuaţii se vor reduce, în urma unor transformări, de asemenea, la un număr de două.

Întrucît, de cele mai multe ori, înfăşurarea m-fazată este trifazată, se va aborda transformarea de faze pentru o maşină trifazată. Nu este necesară precizarea dacă înfăşurarea considerată se găseşte pe stator sau pe rotor, întrucît deducţiile sînt valabile în oricare din aceste cazuri.

2.1.3. TRANSFORMĂRI DE FAZE LA MAŞINA TRIFAZATĂ

Se ştie că o înfăşurare trifazată, parcursă de un sistem echilibrat de curenţi, produce o undă de t.m.m. rotitoare de amplitudine constantă. Tot o undă de t.m.m. rotitoare de amplitudine constantă poate fi realizată cu un sistem bifazat, echilibrat, de curenţi care alimentează o înfăşurare bifazată. Adică, pentru anumite expresii ale curenţilor într-o înfăşurare trifazată există un set de curenţi din înfăşurarea bifazată echivalentă care va produce aceeaşi t.m.m. instantanee. Se va urmări aflarea relaţiilor de legătură dintre aceşti curenţi.

În fig. 2.3.a se prezintă o armătură trifazată parcursă de curenţii i_A, i_B, i_C care este echivalentă cu una bifazată parcursă de curenţii i_α şi i_β, fig. 2. 3.c.

S-a considerat că axele fazelor A şi α coincid. Fie W/3 numărul de spire pe fază la înfăşurarea trifazată, iar $W/2$ pentru înfăşurarea bifazată (în ambele cazuri numărul total de spire ale maşinii este acelaşi).

Fiecare din cele trei înfăşurări ale maşinii trifazate este echivalentă cu cîte două înfăşurări, plasate în axele α şi β rectangulare, înseriate, parcurse de curenţii i_A, i_B şi i_C. Numerele de spire $W_{A\alpha}$, $W_{B\alpha}$, $W_{C\alpha}$ respectiv $W_{A\beta}$, $W_{B\beta}$, $W_{C\beta}$ se exprimă după rel. (2.1), adică:

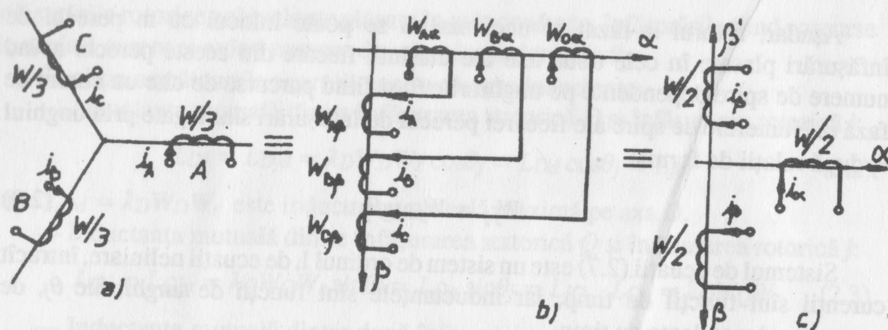


Fig. 2.3.

$$W_{A\alpha}=\frac{W}{3},\ W_{A\beta}=0,\ W_{B\alpha}=\frac{W}{3}\cos\frac{2\pi}{3}=-\frac{1}{2}\frac{W}{3},\ W_{B\beta}=\frac{W}{3}\sin\frac{2\pi}{3}=$$
$$=\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{W}{3},\ W_{C\alpha}=\frac{W}{3}\cos\frac{4\pi}{3}=-\frac{1}{2}\frac{W}{3};\ W_{C\beta}=\frac{W}{3}\sin\frac{4\pi}{3}=-\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{W}{3} \quad (2.10)$$

T.m.m. produse de cele trei perechi de înfăşurări din fig. 2.3.b trebuie să fie aceleaşi cu cele produse de curenţii i_α şi i_β din fig. 2.3.c. Se obţin relaţiile de echivalenţă:

$$\frac{W}{2}i_\alpha=\frac{W}{3}\left(i_A-\frac{1}{2}i_B-\frac{1}{2}i_C\right);\ \frac{W}{2}i_\beta=\frac{W}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_B-\frac{\sqrt{3}}{2}i_C\right) \quad (2.11)$$

adică:

$$i_\alpha=\frac{2}{3}\left(i_A-\frac{1}{2}i_B-\frac{1}{2}i_C\right);\ i_\beta=\frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2}(i_B-i_C) \quad (2.12)$$

Este evident că, dacă se schimbă bobinele B şi C între ele, atunci şi sensul curentului i_β se schimbă în i_β', (fig. 2.3.c).

Relaţiile (2.12) exprimă faptul că o armătură trifazată cu construcţie simetrică, parcursă de un sistem trifazat de curenţi i_A, i_B, i_C este echivalentă cu o armătură bifazată parcursă de un sistem bifazat de curenţi i_α, i_β. Reciproca este adevărată, adică se pot determina curenţii i_A, i_B şi i_C funcţie de i_α şi i_β numai dacă între cei trei curenţi i_A, i_B, i_C mai există o relaţie de legătură. Dacă cele trei înfăşurări A, B, C, sînt conectate în stea, fără conductor de nul, de exemplu, este valabilă relaţia:

$$i_A+i_B+i_C=0 \quad (2.13)$$

care, împreună cu (2.12), conduce la un sistem rezolvabil în ambele sensuri, adică rezultă $i_\alpha,\ i_\beta \Leftrightarrow f(i_A,\ i_B,\ i_C)$.

În cazul general cînd înfăşurarea trifazată este conectată în stea, cu conductor de nul, atunci, aplicînd teorema 1 a lui Kirchhoff în nodul înfăşurării, se obţine

$$i_A+i_B+i_C=i_N\neq 0 \quad (2.14)$$

i_N fiind curentul de nul. Din ecuaţia (2.14) se deduce:

$$(i_A-i_N/3)+(i_B-i_N/3)+(i_C-i_N/3)=0,\ i_A'+i_B'+i_C'=0$$
$$i_A=i_A'+i_0,\ i_B=i_B'+i_0,\ i_C=i_C'+i_0, \quad (2.15)$$
$$i_0=i_N/3,\ i_0=(i_A+i_B+i_C)/3$$

Relaţia (2.15) exprimă următoarele:

— În cazul alimentării armăturii trifazate, conectată în stea cu fir neutru, cu un sistem dezechilibrat de curenţi i_A, i_B, i_C, care satisface relaţia (2.14), atunci se poate găsi un sistem de curenţi i_A', i_B', i_C' care satisface condiţia (2.13); curenţii reali prin cele trei faze sînt daţi de suma dintre curenţii respectivi i_A', i_B', i_C' şi un acelaşi curent i_0 egal cu $i_N/3$. Cei trei curenţi i_0 circulă prin fiecare din înfăşurările trifazate în acelaşi sens, iar solenaţia rezultantă în întrefier, creată de ei, este nulă în orice moment, întrucît înfăşurările sînt dispuse simetric.

— Această armătură trifazată este echivalentă cu o armătură pe care se găseşte: un sistem bifazat de înfăşurări parcurse de curenţii i_α şi i_β şi un sistem trifazat simetric de înfăşurări parcurse de acelaşi curent i_0 (fig. 2.4.b).

Curenţii i_α, i_β şi i_0 sînt daţi de relaţiile (2.12) şi (2.15), adică

$$i_\alpha=\frac{2}{3}\left(i_A'-\frac{1}{2}i_B'-\frac{1}{2}i_C'\right)=\frac{2}{3}\left(i_A-i_0-\frac{1}{2}i_B+\frac{1}{2}i_0-\frac{1}{2}i_C+\frac{1}{2}i_0\right)=$$
$$=\frac{2}{3}\left(i_A-\frac{1}{2}i_B-\frac{1}{2}i_C\right),\ i_\beta=\frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2}(i_B'-i_C')= \quad (2.16)$$
$$=\frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2}(i_B-i_0-i_C+i_0)=\frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2}(i_B-i_C),\ i_0=\frac{1}{3}(i_A+i_B+i_C)$$

Se obţine astfel relaţia matricială de transformare a curenţilor:

$$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix}=\frac{2}{3}\cdot\begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{vmatrix}\cdot\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} \quad (2.16')$$

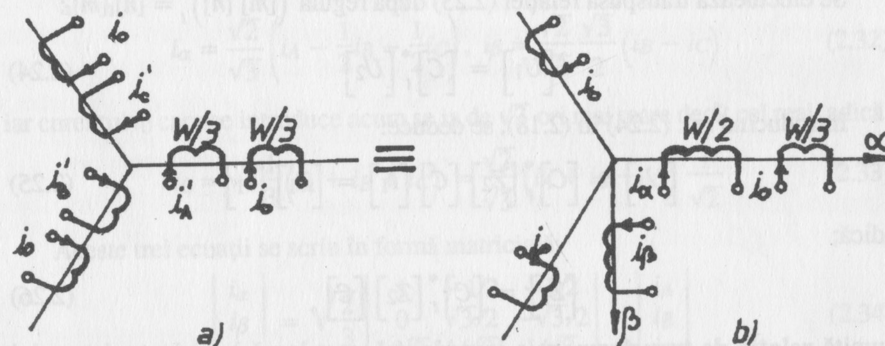


Fig. 2.4

Relația (2.16'), care realizează trecerea de la mărimile trifazate la cele bifazate și reciproc, se poate scrie în formă concentrată (indicile 1 se referă la sistemul trifazat, iar 2 la cel bifazat).

$$\left[i_2\right] = \left[C\right]\left[i_1\right] \tag{2.17}$$

Ecuațiile de tensiuni ale celor două sisteme se scriu în complex:

$$\left[U_1\right] = \left[Z_1\right]\cdot\left[I_1\right],\quad \left[U_2\right] = \left[Z_2\right]\cdot\left[I_2\right] \tag{2.18}$$

unde:

$$\left[U_1\right] = \begin{vmatrix} \underline{u}_A \\ \underline{u}_B \\ \underline{u}_C \end{vmatrix},\ \left[I_1\right] = \begin{vmatrix} \underline{i}_A \\ \underline{i}_B \\ \underline{i}_C \end{vmatrix},\ \left[U_2\right] = \begin{vmatrix} \underline{u}_\alpha \\ \underline{u}_\beta \\ \underline{u}_0 \end{vmatrix},\ \left[I_2\right] = \begin{vmatrix} \underline{i}_\alpha \\ \underline{i}_\beta \\ \underline{i}_0 \end{vmatrix} \tag{2.19}$$

Puterea aparentă complexă în formă matricială este:

$$S_1 = \left[U_1\right]^*_t\left[I_1\right],\quad S_2 = \left[U_2\right]^*_t\left[I_2\right] \tag{2.20}$$

Se impune condiția ca puterea complexă să fie aceeași în ambele sisteme, deci:

$$\left[U_1\right]^*_t\left[I_1\right] = \left[U_2\right]^*_t\left[I_2\right] = \left[U_2\right]^*_t\left[C\right]\left[I_1\right] \tag{2.21}$$

adică:

$$\left[U_1\right]^*_t = \left[U_2\right]^*_t\left[C\right] \tag{2.22}$$

Aplicînd conjugata complexă expresiei (2.22), se obține

$$\left[U_1\right]_t = \left[U_2\right]_t\left[C\right]^* \tag{2.23}$$

Se efectuează transpusa relației (2.23) după regula $\left([m]\,[n]\right)_t = [n]_t[m]_t$:

$$\left[U_1\right] = \left[C\right]^*_t\left[U_2\right] \tag{2.24}$$

Introducînd rel. (2.24) în (2.18), se deduce:

$$\left[U_1\right] = \left[C\right]^*_t\left[Z_2\right]\left[C\right]\left[I_1\right] = \left[Z_1\right]\left[I_1\right] \tag{2.25}$$

adică;

$$\left[Z_1\right] = \left[C\right]^*_t\left[Z_2\right]\left[C\right] \tag{2.26}$$

numită **relația de transformare a impedanței**, care leagă impedanța sistemului trifazat de cea a sistemului bifazat.

S-a ajuns astfel la ecuațiile de transformare:

$$\begin{gathered}\left[I_2\right] = \left[C\right]\left[I_1\right],\ \left[I_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[I_2\right],\\ \left[U_2\right] = \left[C\right]^{*-1}_t\left[U_1\right],\ \left[U_1\right] = \left[C\right]^*_t\left[U_2\right]\end{gathered} \tag{2.27}$$

În condițiile cînd ecuația matricială care leagă curenții celor două sisteme are aceeași formă cu cea care leagă tensiunile, se spune că transformarea este **ortogonală**.

Din relația (2.27) se obține condiția de ortogonalitate

$$\left[C\right]^{-1} = \left[C\right]^*_t \text{ sau } \left[C\right]\left[C\right]^*_t = \left[1\right] \text{ (unitate)} \tag{2.28}$$

Transformările ortogonale aduc unele simplificări în studiu, de aceea ne vom mărgini numai la acestea.

Condiția (2.28), introdusă in (2.26), conduce la:

$$\left[Z_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[Z_2\right]\left[C\right] \text{ sau } \left[Z_2\right] = \left[C\right]\left[Z_1\right]\left[C\right]^{-1} \tag{2.29}$$

iar relațiile (2.27) devin:

$$\begin{gathered}\left[I_2\right] = \left[C\right]\left[I_1\right],\ \left[U_2\right] = \left[C\right]\left[U_1\right],\\ \left[I_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[I_2\right],\ \left[U_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[U_2\right]\end{gathered} \tag{2.30}$$

Revenind la matricea $\left[C\right]$ dată de (2.16), se observă că aceasta nu este ortogonală, deoarece $\left[C\right]\left[C\right]^*_t \neq 1$

Condiția de ortogonalitate se realizează dacă se ia:

$$W_2/W_1 = \sqrt{3}/\sqrt{2} \tag{2.31}$$

adică numărul de spire pe faza înfășurării bifazate este mai mare de $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ decît cel al înfășurării trifazate, caz în care relațiile de transformare a curenților (2.12) devin:

$$i_\alpha = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\left(i_A - \frac{1}{2}i_B - \frac{1}{2}i_C\right),\ i_\beta = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\frac{\sqrt{3}}{2}\left(i_B - i_C\right) \tag{2.32}$$

iar curentul i_0 care se introduce acum se ia de $\sqrt{3}$ ori mai mare decît cel real, adică:

$$i_0 = \sqrt{3}\frac{1}{3}\left(i_A + i_B + i_C\right) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\left(i_A + i_B + i_C\right)\frac{1}{\sqrt{2}} \tag{2.33}$$

Aceste trei ecuații se scriu în formă matricială:

$$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix}\cdot\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} \tag{2.34}$$

transformarea obținută fiind ortogonală.

2.1.3.1 Transformarea de faze pentru regimul trifazat echilibrat

Se consideră un sistem echilibrat de tensiuni trifazate aplicat înfăşurărilor unei armături; expresiile instantanee ale tensiunilor şi curenţilor se scriu:

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \sin\omega t,\ u_B = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3),\ u_C = U_m \sin(\omega t - 4\pi/3)\\ i_A &= I_m \sin(\omega t - \varphi),\ i_B = I_m \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)\\ i_C &= I_m \sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi) \end{aligned} \qquad (2.35)$$

Folosind relaţiile (2.32) şi (2.33), se obţin:

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi),\ i_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi - \pi/2),\ i_0 = 0 \qquad (2.36)$$

respectiv,

$$u_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \sin\omega t,\ u_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \sin(\omega t - \pi/2),\ u_0 = 0 \qquad (2.37)$$

Aşadar, atît tensiunile cît şi curenţii sistemului bifazat formează sisteme echilibrate, valorile amplitudinii tensiunii sau curentului în sistemul bifazat fiind de $\sqrt{3/2}$ ori mai mare decît valorile corespunzătoare ale sistemului trifazat. De asemenea, u_A este în fază cu u_α respectiv i_A în fază cu i_α. Dacă ordinea de succesiune a fazelor sistemului trifazat este *A, B, C* (*B* în urma lui *A* cu $2\pi/3$), atunci pentru sistemul bifazat β este în urma lui α cu $\pi/2$.

2.1.3.2. Transformarea impedanţelor din sistemul trifazat în sistemul bifazat

Se consideră o înfăşurare trifazată, fig. 2.5, avînd rezistenţa unei faze *R*, inductanţa proprie *L*, iar inductanţa mutuală dintre oricare două faze *M*. Ecuaţiile de tensiuni ale celor trei faze, rel. (2.7), se scriu sub formă matricială:

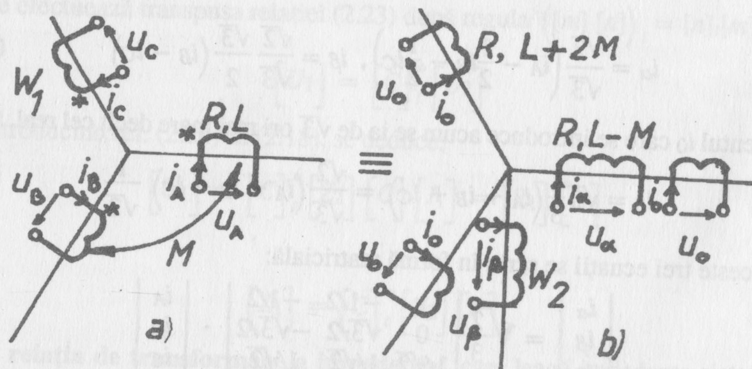


Fig. 2.5.

$$\begin{vmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R+Ls & Ms & Ms \\ Ms & R+Ls & Ms \\ Ms & Ms & R+Ls \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} \quad \text{sau} \quad [U_1] = [Z_1][I_1] \qquad (2.38)$$

unde s-a utilizat operatorul $s = d/dt$ aplicat curentului.

Folosind transformarea de faze (2.29), se obţine matricea impedanţei $[Z_2]$, adică: $[Z_2] = [C][Z_1][C]^{-1}$, $[C]^{-1} = [C]^*_t$

Rezultă:

$$[Z_2] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} R+Ls & Ms & Ms \\ Ms & R+Ls & Ms \\ Ms & Ms & R+Ls \end{vmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R+(L-M)s & 0 & 0 \\ 0 & R+(L-M)s & 0 \\ 0 & 0 & R+(L+2M)s \end{vmatrix} \qquad (2.39)$$

Aşadar, inductanţa (inductivitatea) echivalentă pe fază pentru sistemul bifazat este *L-M*, fig. 2.5.b. Conform aşteptărilor, inductanţele mutuale dintre faze sînt nule, deoarece înfăşurările respective sînt în cuadratură. Se observă că rezistenţa echivalentă pe fază este aceeaşi cu cea a sistemului trifazat.

Ecuaţia de tensiuni pentru maşina bifazată echivalentă din fig. 2.5.b este:

$$\begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R+(L-M)s & 0 & 0 \\ 0 & R+(L-M)s & 0 \\ 0 & 0 & R+(L+2M)s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} \qquad (2.40)$$

2.1.4. TRANSFORMAREA TIP COMUTATOR

Această transformare înseamnă, de fapt, substituirea unei înfăşurări bifazate în rotaţie, printr-o înfăşurare echivalentă (cu colector) avînd două bobine decalate cu $\pi/2$, legate la perii fixe plasate în două axe rectangulare $d-q$ (d în urma lui q referitor la sensul de rotaţie).

Fie un rotor cu două înfăşurări α şi β, care se roteşte cu viteza unhiulară ω_R (fig. 2.6.a). Acest sistem de înfăşurări se va înlocui cu două înfăşurări plasate în cele două axe fixe d şi q (fig. 2.6.b şi c). Numărul de spire al înfăşurărilor se consideră acelaşi, *W*. Dacă se calculează t.m.m în lungul axelor d şi q pentru ambele cazuri, se obţin:

$$Wi_d = Wi_\alpha \cos\theta + Wi_\beta \sin\theta;\ Wi_q = Wi_\alpha \sin\theta - Wi_\beta \cos\theta \qquad (2.41)$$

Împărţind prin *W*, se obţine ecuaţia matricială:

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} \qquad (2.42)$$

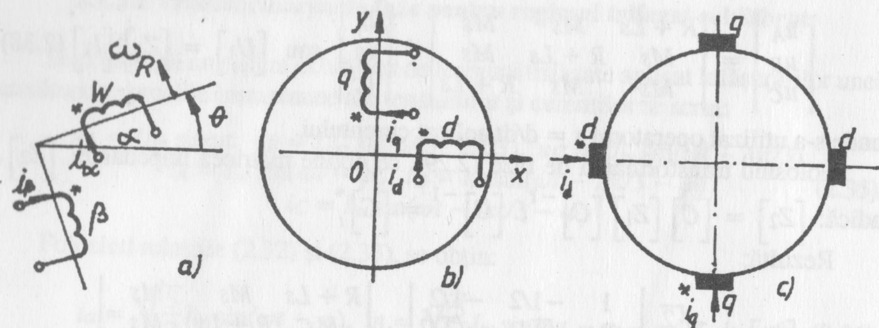


Fig. 2.6.

Întrucît sistemul de curenți i_α și i_β poate proveni dintr-un sistem trifazat i_A, i_B, i_C atunci trebuie să menținem și relația de definiție a curentului i_0, absolut necesară cînd se cere revenirea de la mărimile i_d și i_q la cele trifazate. De aceea se va mai adăuga și relația

$$i_0 = i_0 \tag{2.43}$$

Reunind ecuațiile (2.42) și (2,43), obținem în formă matricială

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} \quad \text{sau} \quad \left[I_2\right] = \left[C\right]\left[I_1\right] \tag{2.44}$$

Se constată că această transformare este ortogonală, adică

$$\left[C\right]\left[C\right]_t^* = \left[1\right] \tag{2.45}$$

În aceste condiții sînt valabile relațiile:

$$\left[U_2\right] = \left[C\right]\left[U_1\right], \ \left[I_2\right] = \left[C\right]\left[I_1\right], \ \left[Z_2\right] = \left[C\right]\left[Z_1\right]\left[C\right]^{-1} \tag{2.46}$$

precum și inversele lor:

$$\left[U_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[U_2\right], \ \left[I_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[I_2\right], \ \left[Z_1\right] = \left[C\right]^{-1}\left[Z_1\right]\left[C\right] \tag{2.47}$$

În cazul sistemelor echilibrate, se presupun curenții dați de:

$$i_\alpha = I_m \sin\omega_r t, \ i_\beta = I_m \sin\left(\omega_r t - \frac{\pi}{2}\right) = -I_m \cos\omega_r t, \ i_0 = 0 \tag{2.48}$$

Aplicînd transformarea (2.44), se obține

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_m \sin\omega_r t \\ -I_m \cos\omega_r t \\ 0 \end{vmatrix} \tag{2.49}$$

Dacă poziția rotorului se definește prin

$$\theta = \omega_R t + \theta_0, \tag{2.50}$$

unde ω_R este viteza unghiulară a rotorului, iar θ_0 este valoarea unghiului de poziție a rotorului la moment $t = 0$, atunci

$$\begin{cases} i_d = I_m \sin\left[\left(\omega_r - \omega_R\right)t - \theta_0\right] \\ i_q = I_m \cos\left[\left(\omega_r - \omega_R\right)t - \theta_0\right] \end{cases} \tag{2.51}$$

Introducînd notația:

$$\omega_r - \omega_R = \omega, \tag{2.52}$$

se obțin curenții echilibrați i_d și i_q de frecvență ω

$$i_d = I_m \sin\left(\omega t - \theta_0\right), \ i_q = I_m \cos\left(\omega t - \theta_0\right) \tag{2.53}$$

Rezultă următoarele:

— Cînd curenții bifazați sînt echilibrați, de pulsație ω_r, iar rotorul se rotește cu viteza unghiulară ω_R, atunci cei doi curenți ai înfășurărilor legate la comutator sînt echilibrați de aceeași amplitudine ca și cei bifazați și de frecvență $\omega_r - \omega_R$. Raționamentul reciproc rămîne valabil.

— În particular dacă $\omega_r = \omega_R$, adică rotorul se rotește la sincronism, atunci curenții i_d și i_q au pulsații zero, deci devin curenți continui.

— În cazul sistemelor polifazate echilibrate transformarea tip comutator schimbă numai frecvența.

Matricea impedanței transformate a sistemului bifazat, în acest caz, se determină după relația (2.46), anume:

$$\left[Z_2\right] = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \times$$

$$\times \begin{vmatrix} R + (L-M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L-M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L+2M)s \end{vmatrix} \times \tag{2.54}$$

$$\times \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R + (L-M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L-M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L+2M)s \end{vmatrix}$$

Mașina cu comutator echivalentă unei mașini bifazate are aceeași matrice a impedanțelor, singurul efect al transformării tip comutator este de a înlocui înfășurarea rotorică cu una cu colector, cu perii fixe în două axe.

2.1.5. TRANSFORMAREA ÎN COMPONENTE SIMETRICE

Analiza sistemelor polifazate dezechilibrate se poate realiza utilizînd teoria componentelor simetrice, conform căreia, orice sistem polifazat dezechilibrat poate fi interpretat ca rezultînd din superpoziţia unui anumit număr de sisteme echilibrate, acţionînd simultan.

În cazul unui sistem trifazat dezechilibrat (fără conductor de nul) acesta se poate converti într-un sistem bifazat echivalent obţinut prin utilizarea transformăriilor de faze, rezultînd un sistem bifazat dezechilibrat de tensiuni sau de curenţi. Un sistem bifazat dezechilibrat de curenţi, de exemplu, se poate considera ca o sumă dintre un sistem de secvenţă directă (+) echilibrat şi un sistem de secvenţă inversă (–) de asemenea echilibrat. În fig. 2.7. se prezintă sistemul dezechilibrat bifazat $\underline{I}_\alpha$, $\underline{I}_\beta$ (fig. 2.7.a) şi cele două sisteme: de secvenţă directă $\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\beta 1}$ (fig. 2.7.b), de secvenţă inversă (fig. 2.7.c) în care se poate descompune.

Sînt valabile relaţiile:

$$\underline{I}_\alpha = \underline{I}_{\alpha 1} + \underline{I}_{\alpha 2};\ \underline{I}_\beta = \underline{I}_{\beta 1} + \underline{I}_{\beta 2} \tag{2.55}$$

Deoarece: $\underline{I}_{\beta 1} = -j\underline{I}_{\alpha 1}$, iar $\underline{I}_{\beta 2} = j\underline{I}_{\alpha 2}$ rezultă

$$\underline{I}_\alpha = \underline{I}_{\alpha 1} + \underline{I}_{\alpha 2},\ \underline{I}_\beta = -j\underline{I}_{\alpha 1} + j\underline{I}_{\alpha 2} \tag{2.56}$$

sau în formă matricială

$$\begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \end{vmatrix} \tag{2.57}$$

precum şi relaţia inversă:

$$\begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \end{vmatrix} = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \end{vmatrix} \tag{2.58}$$

Se mai introduce şi identitatea $\underline{I}_0 = \underline{I}_0$ din aceleaşi motive, de a se reveni la sistemul iniţial trifazat, dacă este necesar.

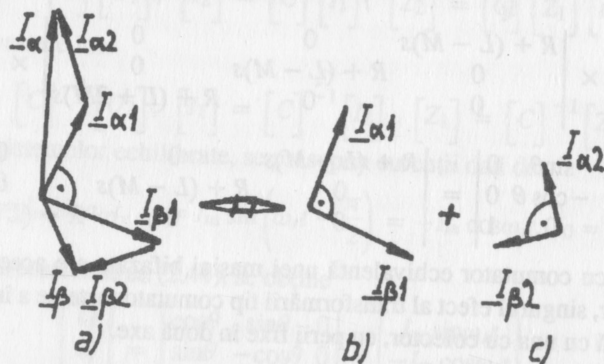


Fig. 2.7.

Se obţine relaţia matricială:

$$\begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix},\ \left[I_2\right] = \left[C\right]\left[I_1\right] \tag{2.59}$$

Matricea $\left[C\right]$ nu este ortogonală întrucît $\left[C\right]\left[C\right]_t^* \neq 1$. Se poate obţine o matrice ortogonală dacă se definesc componentele simetrice astfel:

$$\underline{I}_\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\underline{I}_{\alpha 1} + \underline{I}_{\alpha 2}\right),\ \underline{I}_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\underline{I}_{\beta 1} + \underline{I}_{\beta 2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(-j\,\underline{I}_{\alpha 1} + j\,\underline{I}_{\alpha 2}\right) \tag{2.60}$$
$$\underline{I}_0 = \underline{I}_0$$

Se obţine ecuaţia matricială ,

$$\begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -j & j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix},\ \left[I_1\right] = \left[C\right]_t^*\left[I_2\right] \tag{2.61}$$

De asemenea,

$$\begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix},\ \left[I_2\right] = \left[C\right]\left[I_1\right] \tag{2.62}$$

În aceste condiţii se obţin şi relaţiile

$$\left[U_2\right] = \left[C\right]\left[U_1\right],\ \left[Z_2\right] = \left[C\right]\left[Z_1\right]\left[C\right]^{-1} \tag{2.63}$$

iar matricea impedanţelor $\left[Z_2\right]$ devine

$$\left[Z_2\right] = \begin{vmatrix} R + (L-M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L-M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L+2M)s \end{vmatrix} = \left[Z_1\right] \tag{2.64}$$

Ecuaţiile de tensiuni, cu notaţia $s \to j\omega$, se scriu

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_{\alpha 1} \\ \underline{U}_{\alpha 2} \\ \underline{U}_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R + j\omega(L-M) & 0 & 0 \\ 0 & R + j\omega(L-M) & 0 \\ 0 & 0 & R + j\omega(L+2M) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} \tag{2.65}$$

Dacă se cunosc $\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\alpha 2}$, $\underline{I}_0$ funcţie de $\underline{I}_\alpha$, $\underline{I}_\beta$, $\underline{I}_0$ se pot afla $\underline{I}_{\beta 1} = -j\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\beta 2} = j\underline{I}_{\alpha 2}$, deci sistemele bifazate de secvenţă directă respectiv inversă sînt complet determinate.

În cazul cînd se pleacă de la un sistem trifazat dezechilibrat de curenţi $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$, atunci se obţin $\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\alpha 2}$, $\underline{I}_0$:

$$\begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{vmatrix} \tag{2:66}$$

unde

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j2\pi/3}. \tag{2.67}$$

2.1.6. APLICAREA TRANSFORMĂRILOR ÎN STUDIUL MAŞINILOR ELECTRICE

În cele de mai sus au fost analizate trei tipuri de transformări referitoare la maşina trifazată: transformarea de faze, transformarea tip comutator şi transformarea în componente simetrice. Metoda de analiză a unei maşini electrice este următoarea:

— Dacă maşina studiată are înfăşurări trifazate pe stator, pe rotor sau pe amîndouă armăturile, atunci se va utiliza transformarea de faze, adică înfăşurările trifazate se înlocuiesc cu înfăşurări bifazate echivalente şi se află mărimile electrice, curenţi, tensiuni, impedanţe în funcţie de mărimile respective ale înfăşurării trifazate reale.

— Dacă sistemul trifazat este echilibrat, se va folosi transformarea tip comutator, numai pentru rotor, înlocuindu-se înfăşurarea bifazată cu o înfăşurare echivalentă tip comutator cu perii în două axe fixe.

Maşina echivalentă va cuprinde deci: un stator cu poli aparenţi sau înecaţi, avînd două înfăşurări în cele două axe de simetrie notate D şi Q şi un rotor cilindric cu două înfăşurări legate la comutator, pe care calcă două perechi de perii fixe, plasate de asemenea în axele d, q coliniare cu axele statorice.

Această maşină se va numi maşină **generalizată cu comutator** sau maşină model DQ-dq şi va fi analizată în cele ce urmează. În cazul cînd maşina are mai mult de două înfăşurări pe stator, cele care apar în plus se vor aşeza, prin substituiri adecvate, numai în axele de simetrie considerate mai sus.

În studiul maşinilor sincrone se va utiliza procedura expusă. La maşinile asincrone se vor aplica transformările de faze atît pentru stator cît şi pentru rotor, în plus pentru rotor se va mai aplica, aşa cum s-a amintit mai sus, şi transformarea tip comutator. La maşinile de curent continuu, rotorul modelului de maşină generalizată va cuprinde chiar înfăşurările reale conectate la o pereche sau la cele două perechi de perii, deci nu va mai fi necesară aplicarea transformării tip comutator în rotor.

— Dacă sistemul polifazat (trifazat) este dezechilibrat, atunci se va utiliza şi transformarea în componente simetrice, pentru a obţine sisteme echilibrate de tensiuni sau curenţi de secvenţă directă respectiv inversă. Cele două sisteme echilibrate se vor analiza separat, deci se vor considera două modele de maşină, distincte, iar rezultatele finale se vor obţine din însumarea algebrică a rezultatelor obţinute la fiecare model în parte.

2.2. MODELE DE MAŞINI ELECTRICE, ECUAŢII, ECHIVALENŢE

2.2.1. INTRODUCERE

Transformările de variabile analizate în §2.1 permit aflarea relaţiilor dintre mărimile sistemelor polifazate (trifazate) situate pe una din armături, stator sau rotor şi mărimile sistemelor bifazate ale aceleiaşi armături a modelului de maşină. Adică, matricile de legătură analizate nu cuprind şi interacţiunile dintre mărimile celor două armături ale maşinii; aşadar, se impune aflarea matricii impedanţei totale a maşinii, care leagă tensiunile aplicate înfăşurărilor, de curenţii prin înfăşurări, în condiţiile rotirii maşinii.

Pentru a obţine astfel de rezultate se va analiza în continuare un model de maşină: maşină **primitivă**, apropiată de o maşină reală, dar care are un număr minim de înfăşurări pe stator-două, plasate în cele două axe de simetrie (atunci cînd maşina prezintă poli aparenţi) şi, de asemenea, un număr de două înfăşurări pe rotor. Acest model provine, de fapt, de la o maşină trifazată la care rotorul trifazat, în rotaţie, a fost înlocuit cu un rotor bifazat, de asemenea, în rotaţie.

Se adoptă următoarele convenţii: axele D şi Q statorice se consideră în centrul polului, respectiv în centrul spaţiului interpolar statoric, curenţii statorici i_D şi i_Q au sensuri încît creează fluxuri pe direcţiile pozitive ale axelor, sensul de rotaţie al rotorului este trigonometric pozitiv, axa Q este decalată cu $\pi/2$ în avans faţă de axa D, înfăşurările rotorice sînt plasate în axele rectangulare α, β, unde α este în avans faţă de β, curenţii i_α, i_β produc fluxuri în sensul pozitiv al axelor rotorice considerate.

În continuare se va ajunge la modelul de maşină electrică **generalizată cu comutator** (fig. 2.10) şi se va stabili echivalenţa energetică a acestor două modele de maşină electrică.

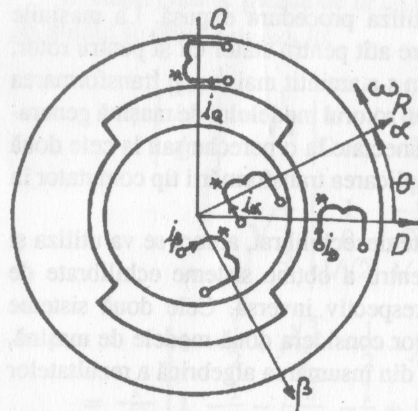


Fig. 2.8.

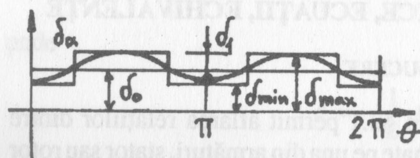


Fig. 2.9.

2.2.2. MAŞINA PRIMITIVĂ, MODEL DQ-$\alpha\beta$

Modelul de maşină primitivă $DQ-\alpha\beta$ are două înfăşurări statorice situate în cele două axe ale maşinii, D, Q — fixe şi două înfăşurări rotorice, în cuadratură, situate în două axe α, β, - rotitoare faţă de stator cu viteza unghiulară ω_R (fig. 2.8). Dacă se notează cu θ unghiul pe care îl face direcţia pozitivă a axei rotorice α cu direcţia pozitivă a axei statorice D, se pot exprima inductanţele proprii şi mutuale ale maşinii, ţinînd seama de reluctanţele traseelor de închidere a fluxurilor respective. Se presupune că întrefierul are o valoare minimă, δ_{min}, sub polii statorici şi una maximă, δ_{max}, între poli, fig. 2.9. Descompunînd în serie Fourier această variaţie $\delta_\alpha(\theta)$ şi reţinînd numai fundamentala, se poate scrie expresia analitică:

$$\delta \approx \delta_0 - \delta_1 \cos 2\theta,\ \delta_0 \approx \frac{\delta_{max} + \delta_{min}}{2},\ \delta_1 \approx \frac{\delta_{max} - \delta_{min}}{2} \quad (2.68)$$

Dacă se notează cu W_s şi W_R numerele de spire ale înfăşurărilor din stator respectiv din rotor, R_{mj} reluctanţa circuitului magnetic în axa înfăşurării j, dată de $R_{mj} = \delta/(\mu_0 S/2)$, unde S este secţiunea polară a maşinii, rezultă următoarele expresii pentru diversele inductanţe:

$$\begin{cases} L_{DD} = \dfrac{W_s^2}{\delta_0 - \delta_1} \cdot \dfrac{\mu_0 S}{2} = L_{0s} + L_{1s} = L_D;\ L_{QQ} = L_{0s} - L_{1s} = L_Q; \\ L_{DQ} = L_{QD} = 0;\ L_{\alpha\alpha} = \dfrac{W_R^2 \mu_0 S/2}{\delta_0 - \delta_1 \cos 2\theta} \approx L_{0R} + L_{1R} \cos 2\theta; \\ L_{\beta\beta} \approx L_{0R} - L_{1R} \cos 2\theta;\ L_{\alpha\beta} = L_{\beta\alpha} = L_{1R} \sin 2\theta;\ L_{D\alpha} = L_{\alpha D} = \\ = \dfrac{W_R W_s \mu_0 S/2}{\delta_0 - \delta_1} \cos\theta = M_D \cos\theta;\ L_{D\beta} = L_{\beta D} = M_D \sin\theta; \\ L_{Q\alpha} = L_{\alpha Q} = \dfrac{W_R W_s \mu_0 S/2}{\delta_0 + \delta_1} \sin\theta = M_Q \sin\theta;\ L_{Q\beta} = L_{\beta Q} = -M_Q \cos\theta; \\ L_{0R} + L_{1R} = L_d;\ L_{0R} - L_{1R} = L_q;\ L_d - L_q = 2L_{1R}. \end{cases} \quad (2.69)$$

2.2.2.1. Ecuaţiile de tensiuni

Ecuaţiile de tensiuni pentru cele patru circuite se scriu în formă matricială astfel:

$$\left[u_1\right] = \left[R_1\right]\left[i_1\right] + s\left[\Psi_1\right] \quad (2.70)$$

unde

$$\left[u_1\right] = \begin{vmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix},\quad \left[\Psi_1\right] = \left[L_1\right]\left[i_1\right],$$

$$\begin{vmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \\ \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{DD} & 0 & L_{D\alpha} & L_{D\beta} \\ 0 & L_{QQ} & L_{Q\alpha} & L_{Q\beta} \\ L_{\alpha D} & L_{\alpha Q} & L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta D} & L_{\beta Q} & L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} \quad (2.71)$$

Ţinînd seama de (2.69), matricea inductanţelor se scrie

$$\left[L_1\right] = \begin{vmatrix} L_D & 0 & M_D \cos\theta & M_D \sin\theta \\ 0 & L_Q & M_Q \sin\theta & -M_Q \cos\theta \\ M_D \cos\theta & M_Q \sin\theta & L_{0R} + L_{1R} \cos 2\theta & L_{1R} \sin 2\theta \\ M_D \sin\theta & -M_Q \cos\theta & L_{1R} \sin 2\theta & L_{0R} - L_{1R} \cos 2\theta \end{vmatrix} \quad (2.72)$$

iar matricea rezistenţelor este:

$$\left[R_1\right] = \begin{vmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{vmatrix} \quad (2.73)$$

Ecuaţia (2.70) este o ecuaţie matricială neliniară, deoarece atît curenţii cît şi inductanţele sînt funcţii de timp. Această ecuaţie va deveni liniară dacă se va înmulţi la stînga cu o matrice ortogonală

$$\left[C\right] = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & 0 & \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \text{ iar } \left[C\right]^{-1} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & 0 & \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \quad (2.74)$$

adică:

$$\left[C\right]\left[u_1\right] = \left[C\right]\left[R_1\right]\left[i_1\right] + \left[C\right] s \left\{\left[L_1\right]\left[i_1\right]\right\} \quad (2.75)$$

Se fac notaţiile:

3 Comanda nr. 3127

$$\left[u_2\right] = \left[C\right]\left[u_1\right] = \begin{vmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_\alpha \cos\theta + u_\beta \sin\theta \\ u_\alpha \sin\theta - u_\beta \cos\theta \end{vmatrix},$$

$$\left[i_2\right] = \left[C\right]\left[i_1\right] = \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \\ i_\alpha \sin\theta - i_\beta \cos\theta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{vmatrix} \tag{2.76}$$

pentru matricile transformate ale tensiunilor şi curenţilor.

Ecuaţia (2.75) devine:

$$\left[u_2\right] = \left[C\right]\left[R_1\right]\left[C\right]^{-1}\left[C\right]\left[i_1\right] +$$
$$+ s\left\{\left[C\right]\left[L_1\right]\left[C\right]^{-1}\left[C\right]\left[i_1\right]\right\} - s\left\{\left[C\right]\right\}\left[L_1\right]\left[C\right]^{-1}\left[C\right]\left[i_1\right] \tag{2.77}$$

unde s-a folosit relaţia $\left[m\right] s\left\{\left[n\right]\right\} = s\left\{\left[m\right]\left[n\right]\right\} - s\left\{\left[m\right]\right\}\left[n\right]$. Rezultă

$$\left[u_2\right] = \left[R_2\right]\left[i_2\right] + s\left\{\left[L_2\right]\left[i_2\right]\right\} - s\left\{\left[C\right]\right\}\left[L_1\right]\left[C\right]^{-1}\left[i_2\right] \tag{2.78}$$

şi în continuare

$$\left[u_2\right] = \left[R_2\right]\left[i_2\right] + s\left\{\left[L_2\right]\left[i_2\right]\right\} - s\left\{\left[C\right]\right\}\left[C\right]^{-1}\left[L_2\right]\left[i_2\right] \tag{2.79}$$

unde s-au introdus matricile transformate $\left[R_2\right] = \left[C\right]\left[R_1\right]\left[C\right]^{-1}$, $\left[L_2\right] = \left[C\right]\left[L_1\right]\left[C\right]^{-1}$,

$$\left[R_2\right] = \begin{vmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{vmatrix}, \quad \left[L_2\right] = \begin{vmatrix} L_D & 0 & M_D & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & M_Q \\ M_D & 0 & L_{0R} + L_{1R} & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & L_{0R} - L_{1R} \end{vmatrix} = \text{const} \tag{2.80}$$

De asemenea

$$s\left\{\left[C\right]\right\}\left[C\right]^{-1} = s\,\theta \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin\theta & \cos\theta \\ 0 & 0 & \cos\theta & \sin\theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & 0 & \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} =$$

$$= s\,\theta \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix} \tag{2.81}$$

Ecuaţia (2.79) devine:

$$\left[u_2\right] = \left[R_2\right]\left[i_2\right] + \left[L_2\right] s \left[i_2\right] - \dot{\theta}\left[G\right]\left[i_2\right] \tag{2.82}$$

unde

$$\left[G\right] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} L_D & 0 & M_D & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & M_Q \\ M_D & 0 & L_{0R} + L_{1R} & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & L_{0R} - L_{1R} \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M_Q & 0 & -(L_{0R} - L_{1R}) \\ M_D & 0 & L_{0R} + L_{1R} & 0 \end{vmatrix} \tag{2.83}$$

iar

$$s\left[i_2\right] = \begin{vmatrix} s i_D \\ s i_Q \\ s i_d \\ s i_q \end{vmatrix} \tag{2.84}$$

Se remarcă faptul că seturile de curenţi statorici: i_D, i_Q şi rotorici: i_d, i_q sînt, în general, de frecvenţe diferite încît va trebui să se ţină seama de acest lucru în cazurile concrete de aplicare a ecuaţiei (2.82). Formal, se va trece operatorul s în matricea inductanţelor, dar acesta, de fapt, se aplică curentului cu care se va înmulţi inductanţa respectivă. Pentru o scriere într-o formă matricială mai uşor de reţinut, în ecuaţia (2.82) se vor inversa ultimele două linii şi implicit coloane, încît această ecuaţie devine, dacă se introduc notaţiile $L_{0R} + L_{1R} = L_d$, $L_{0R} - L_{1R} = L_q$, (relaţia 2.69)

$$\begin{vmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_D + L_D s & 0 & 0 & M_D s \\ 0 & R_Q + L_Q s & M_Q s & 0 \\ -\dot{\theta} M_D & M_Q s & R + L_q s & -\dot{\theta} L_d \\ M_D s & \dot{\theta} M_Q & \dot{\theta} L_q & R + L_d s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \tag{2.85}$$

Avînd în vedere ecuaţia (2.85), se ajunge la concluzia că maşina primitivă $DQ{-}\alpha\beta$ se poate înlocui cu o maşină echivalentă, **generalizată, model DQ-dq** prezentată în fig. 2.10, la care mărimile rotorice u_q, u_d, i_q şi i_d sînt legate de mărimile reale, u_α, u_β, i_α şi i_β prin relaţiile

$$\begin{vmatrix} u_d \\ u_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} \tag{2.86}$$

unde

$$\theta = \omega_R t + \theta_0, \quad \dot{\theta} = s\,\theta = \omega_R \tag{2.87}$$

Ecuaţia de tensiuni, pentru maşina generalizată $DQ-dq$ prezentată în fig. 2.10, exprimată în forma matricială (2.85), se poate scrie direct, utilizînd următoarele reguli:

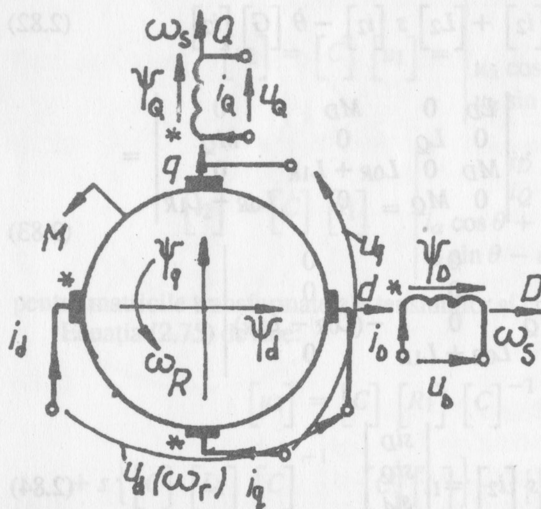


Fig. 2.10.

Matricile tensiunilor $[u]$ și curenților $[i]$ cuprind ca primi doi termeni mărimile statorice reale u_D, u_Q respectiv i_D, i_Q, dacă mașina este bifazată. Dacă mașina ce trebuie analizată are înfășurare statorică trifazată simetrică, se vor folosi relațiile de transformare a mărimilor trifazate A, B, C în mărimi bifazate statorice α_s, $-\beta_s$ sau D, Q, conform cu ecuațiile (2.36) și (2.37), unde $i_D = i_{\alpha s}$, $i_Q = -i_{\beta s}$, $u_D = u_{\alpha s}$, $u_Q = -u_{\alpha s}$. Aceste mărimi au pulsația ω_s, a mărimilor reale statorice. Ceilalți doi termeni ai matricilor de tensiuni respectiv curenți sînt dați de relația (2.86), unde, de asemenea mărimile $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ se obțin prin aplicarea matricilor de transformare de la sistemul trifazat la cel bifazat rotoric, dacă mașina studiată este trifazată pe rotor. Aceasta înseamnă că mărimile u_d, u_q, i_d, i_q vor avea o pulsație egală cu $\omega_r - \omega_R$, adică diferența dintre pulsația mărimilor rotorice reale și cea de rotație a rotorului.

Matricea impedanței cuprinsă în relația (2.85) se scrie astfel:

— Pe diagonala principală se află suma dintre rezistența înfășurării respective și inductanța proprie (bineînțeles, însoțită de operatorul de derivare în timp). Dacă mașina analizată este trifazată, atunci inductanța proprie este egală cu $L - M$, după cum se vede din relația (2.40).

— Pe cealaltă diagonală a matricei impedanței se scriu inductanțele mutuale dintre o înfășurare statorică și cea rotorică plasată pe aceeași axă, $D - d$ respectiv $Q - q$, de asemenea, însoțite de operatorul de derivare în timp.

— În spațiile rămase libere din primele două linii se scrie 0, iar în spațiile rămase libere de pe ultimele două linii se introduc produsele dintre pulsația de rotație a rotorului, $\dot{\theta} = \omega_R$ și inductanțele „rotaționale" respective. Inductanțele rotaționale se deduc astfel. În primul rînd, acești termeni apar numai în liniile corespunzătoare înfășurărilor rotorice q și d, care se rotesc cu pulsația ω_R. Apoi, tensiunile de rotație care apar la perii se datoresc rotirii înfășurării respective într-un flux avînd direcția perpendiculară pe axa acestor perii. În al treilea rînd, sensul tensiunii la perii este pozitiv, dacă periile respective deplasîndu-se în sensul vitezei de rotație (cu $\pi/2$, de exemplu) înfășurarea rotorică în discuție se cuplează magnetic adițional cu fluxul transversal care induce acea tensiune; în caz contrar sensul tensiunii este negativ.

Astfel pentru termenul de pe linia a treia și prima coloană (q, D), fluxul creat de înfășurarea D are direcția perpendiculară pe axa $q - q$ și este egal cu fluxul de inducție mutuală dintre înfășurarea rotorică și înfășurarea statorică D, caracterizată prin inductanța de cuplaj M_D (aceeași ca $M_{Dd} = M_D$ din linia întîi, coloana a patra). Semnul negativ apare, deoarece, dacă se rotesc periile $q - q$ în sensul vitezei ω_R (cu $\pi/2$) atunci înfășurarea q se cuplează diferențial cu înfășurarea D. În continuare, pe linia a treia coloana a patra apare termenul L_d, adică „cuplajul" propriu al înfășurării rotorice pe axa d (inductanța proprie). Pe linia a patra, coloana a doua (d, Q) apare inductanța mutuală M_Q dintre înfășurarea Q statorică și înfășurarea rotorică, iar pe linia a patra, coloana a treia (d, q) se scrie inductanța proprie a rotorului pe direcția q, adică L_q; ambele sînt pozitive.

2.2.2.2. Expresia cuplului

A. Pentru a deduce expresia **cuplului electromagnetic** al mașinii primitive, model $DQ - \alpha\beta$, se pornește de la coenergia magnetică înmagazinată în circuitele mașinii, adică (rel.1.10)

$$W_m = \int_0^{i_k} \sum_{k=1}^{4} \Psi_k \, \mathrm{d}i_k \tag{2.88}$$

unde fluxurile totale ale înfășurărilor sînt date de relațiile (2.89):

$$\begin{cases} \Psi_D = L_{DD}\, i_D + L_{DQ}\, i_Q + L_{D\alpha}\, i_\alpha + L_{D\beta}\, i_\beta \\ \Psi_Q = L_{QD}\, i_D + L_{QQ}\, i_Q + L_{Q\alpha}\, i_\alpha + L_{Q\beta}\, i_\beta \\ \Psi_\alpha = L_{\alpha D}\, i_D + L_{\alpha Q}\, i_Q + L_{\alpha\alpha}\, i_\alpha + L_{\alpha\beta}\, i_\beta \\ \Psi_\beta = L_{\beta D}\, i_D + L_{\beta Q}\, i_Q + L_{\beta\alpha}\, i_\alpha + L_{\beta\beta}\, i_\beta \end{cases}; \quad \left[\Psi_1\right] = \left[L_1\right]\left[i_1\right] \tag{2.89}$$

Expresia cuplului instantaneu este:

$$m_e = \left(\frac{\partial W_m'}{\partial \theta}\right) i_k = \text{ct.} \quad \left[i_k \neq i_k(\theta)\right] \tag{2.90}$$

Coenergia magnetică înmagazinată în circuitele mașinii, atunci cînd curenții variază de la valorile inițiale 0 la valorile finale i_k $(k = D, Q, \alpha, \beta)$ se obține astfel:

$$W_m' = \int_0^{i_k} \left(\Psi_D \,\mathrm{d}i_D + \Psi_Q \,\mathrm{d}i_Q + \Psi_\alpha \,\mathrm{d}\, i_\alpha + \Psi_\beta \,\mathrm{d}\, i_\beta\right) =$$

$$= \frac{1}{2}\left(L_{DD}\, i_D^2 + L_{DQ}\, i_D\, i_Q + L_{D\alpha}\, i_D\, i_\alpha + L_{D\beta}\, i_D\, i_\beta + L_{QD}\, i_Q\, i_D + \ldots + \right. \tag{2.91}$$

$$\left. + L_{Q\beta}\, i_Q\, i_\beta + L_{\alpha D}\, i_\alpha\, i_D + \ldots + L_{\alpha\beta}\, i_\alpha\, i_\beta + L_{\beta D}\, i_\beta\, i_D + \ldots + L_{\beta\beta}\, i_\beta^2\right)$$

Expresia (2.91) a coenergiei magnetice se scrie sub forma matricială:

$$W_m' = \frac{1}{2}\begin{vmatrix} i_D \, i_Q \, i_\alpha \, i_\beta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} L_{DD} & L_{DQ} & L_{D\alpha} & L_{D\beta} \\ L_{QD} & L_{QQ} & L_{Q\alpha} & L_{Q\beta} \\ L_{\alpha D} & L_{\alpha Q} & L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta D} & L_{\beta Q} & L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} \qquad (2.92)$$

adică:

$$W_m' = \frac{1}{2}\left[i_1\right]_t \left[L_1\right] \left[i_1\right] \qquad (2.92')$$

Cuplul instantaneu se obține, conform relației (2.90)

$$m_e = \frac{1}{2}\left[i_1\right]_t \frac{\mathrm{d}\left[L_1\right]}{\mathrm{d}\theta} \left[i_1\right], \qquad (2.93)$$

întrucît curenții nu depind de unghiul de rotație θ, singurele mărimi variabile în raport cu θ fiind inductanțele, relația (2.72).

Se deduce derivata în raport cu unghiul θ al matricei inductanțelor:

$$\frac{\mathrm{d}\left[L_1\right]}{\mathrm{d}\theta} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & -M_D \sin\theta & M_D \cos\theta \\ 0 & 0 & M_Q \cos\theta & M_Q \sin\theta \\ -M_D \sin\theta & M_Q \cos\theta & -2L_{1R} \sin 2\theta & 2L_{1R} \cos 2\theta \\ M_D \cos\theta & M_Q \sin\theta & 2L_{1R} \cos 2\theta & 2L_{1R} \sin 2\theta \end{vmatrix} \qquad (2.94)$$

a) C a z u l m a ș i n i i c u p o l i î n e c a ț i. Inductanțele mutuale M_D și M_Q vor fi egale, iar inductanța L_{1R} este nulă, adică:

$$M_D = M_Q = M, \quad L_{1R} = 0 \qquad (2.95)$$

În aceste condiții, expresia (2.94) devine:

$$\frac{\mathrm{d}\left[L_1\right]}{\mathrm{d}\theta} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & -M \sin\theta & M \cos\theta \\ 0 & 0 & M \cos\theta & M \sin\theta \\ -M \sin\theta & M \cos\theta & 0 & 0 \\ M \cos\theta & M \sin\theta & 0 & 0 \end{vmatrix} \qquad (2.96)$$

Cuplul electromagnetic, dat de expresia (2.93), ajunge la forma

$$m_{e0} = M \cos\theta \left(i_D \, i_\beta + i_Q \, i_\alpha\right) + M \sin\theta \left(i_Q \, i_\beta - i_D \, i_\alpha\right) \qquad (2.97)$$

Cuplul mediu se obține integrînd în timp expresia (2.97), adică

$$M_{e0} = \frac{1}{nT}\int_0^{nT} m_{e0} \, \mathrm{d}t \qquad (2.98)$$

unde T este perioada, iar n un număr întreg.

Pentru ca acest cuplu să fie diferit de zero, trebuie ca cel puțin unul din cei patru termeni ai expresiei (2.97) să fie nearmonici.

Fie, de exemplu, unul dintre acești termeni, în care

$$i_D = I_{sm} \sin\left(\omega_s t + \gamma_s\right), \; i_\beta = I_{rm} \sin\left(\omega_r t + \gamma_r\right), \; \theta = \omega_R t + \theta_0 \qquad (2.99)$$

rezultă

$$\begin{aligned} m_{e01} &= M I_{sm} I_{rm} \sin\left(\omega_s t + \gamma_s\right) \sin\left(\omega_r t + \gamma_r\right) \cos\left(\omega_R t + \theta_0\right) = \\ &= \frac{1}{4} M I_{sm} I_{rm} \Big\{\cos\left[\left(\omega_s - \omega_r - \omega_R\right) t + \gamma_s - \gamma_r - \theta_0\right] - \\ &\quad - \cos\left[\left(\omega_s + \omega_r + \omega_R\right) t + \gamma_s + \gamma_r + \gamma_0\right] + \\ &\quad + \cos\left[\left(\omega_s - \omega_r + \omega_R\right) t + \gamma_s - \gamma_r + \theta_0\right] - \\ &\quad - \cos\left[\left(\omega_s + \omega_r - \omega_R\right) t + \gamma_s + \gamma_r - \theta_0\right]\Big\} \end{aligned} \qquad (2.100)$$

Așadar, pentru ca acest cuplu să conțină un termen nearmonic, este necesară una din condițiile:

$$\omega_s = \pm\,\omega_r \pm \omega_R \qquad (2.101)$$

Relația (2.101) se numește **teorema frecvențelor** și exprimă faptul că mașina primitivă, model $DQ - \alpha\,\beta$ poate produce un cuplu mediu diferit de zero, dacă pulsația curenților statorici este egală cu suma sau diferența dintre pulsația curenților rotorici și „pulsația de rotație" a rotorului.

Pentru a introduce viteza unghiulară de rotație, Ω, folosim faptul că la o mașină multipolară cu p perechi de poli există relația:

$$\theta = p\,\theta_g \qquad (2.102)$$

unde θ_g este unghiul geometric.

Derivînd relația (2.102) în raport cu timpul, se obține

$$\omega_R = \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = p\,\frac{\mathrm{d}\theta_g}{\mathrm{d}t} = p\Omega \qquad (2.103)$$

Teorema frecvențelor se scrie acum sub forma:

$$\omega_s \pm \omega_r = \pm\, p\Omega \qquad (2.104)$$

Particularizînd această teoremă, se vor obține tipurile de convertizoare electromecanice cunoscute:

— mașina sincronă:

$$\omega_r = 0, \quad \Omega = \pm\,\frac{\omega_s}{p} \qquad (2.105)$$

Ω fiind viteza unghiulară sincronă.

— mașina asincronă:

$$\omega_r = s\omega_s, \quad \Omega = \pm\,(1 \pm s)\,\frac{\omega_s}{p} \qquad (2.106)$$

Semnul + sau – din paranteză caracterizează regimul de generator, respectiv de motor asincron, s fiind alunecarea.

Dacă $\omega_r = \omega_s$, rezultă: $\Omega = \pm (1 \pm 1)\, \omega_s/p$, adică: $\Omega = 2\,\omega_s/p$ — regimul de dublă alimentare a maşinii asincrone, sau $\Omega = 0$ regimul de regulator de inducţie sau transformator.

— maşina de curent continuu:

$$\omega_s = 0, \quad \Omega = \pm \frac{\omega_r}{p} \tag{2.107}$$

adică pulsaţia curenţilor rotorici este legată printr-o relaţie de „sincronism", deşi de la perii spre exterior sau invers circulă curent continuu.

Observaţie. Dacă $\omega_r = \omega_s = 0$ rezultă $\Omega = 0$, deci la o maşină alimentată în curent continuu atît în stator cît şi în rotor viteza este nulă, deci nu poate fi convertizor electromecanic.

b) Cazul maşinii cu poli aparenţi

Se calculează cuplul instantaneu după relaţia (2.93), în care se introduce expresia (2.94), obţinîndu-se:

$$m_e = \frac{1}{2}\left| i_D \;\; i_Q \;\; i_\alpha \;\; i_\beta \right| \times$$

$$\times \begin{vmatrix} -M_D\left(i_\alpha \sin\theta - i_\beta \cos\theta\right) \\ M_Q\left(i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta\right) \\ M_D\, i_D \sin\theta + M_Q\, i_Q \cos\theta - 2L_{1R}\left(i_\alpha \sin 2\theta - i_\beta \cos 2\theta\right) \\ M_D\, i_D \cos\theta + M_Q\, i_Q \sin\theta + 2L_{1R}\left(i_\alpha \cos 2\theta + i_\beta \sin 2\theta\right) \end{vmatrix} = \tag{2.108}$$

$$= M_Q\, i_Q\left(i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta\right) - M_D\, i_D\left(i_\alpha \sin\theta - i_\beta \cos\theta\right) -$$

$$- 2L_{1R}\left(i_\alpha^2 \sin\theta \cos\theta - i_\beta^2 \sin\theta \cos\theta + i_\alpha i_\beta \sin^2\theta - i_\alpha i_\beta \cos^2\theta\right)$$

Din relaţia (2.108) se constată că: în condiţiile cînd $M_D = M_Q = M$, iar $L_{1R} = 0$ ceea ce corespunde maşinii cu poli înecaţi, cuplul m_e se reduce la primii doi termeni, identic cu expresia (2.97).

În cazul maşinii cu poli aparenţi, $M_D \neq M_Q$ şi $L_{1R} \neq 0$ cuplul m_e se obţine ca o sumă dintre cuplul dat de primii doi termeni, deci dependent de produsul curenţilor statorici şi rotorici şi un alt termen:

$$m_{e1} = -2L_{1R}\left(i_\alpha^2 \sin\theta \cos\theta - i_\beta^2 \sin\theta \cos\theta + \right.$$

$$\left. + i_\alpha i_\beta \sin^2\theta - i_\alpha i_\beta \cos^2\theta\right) \tag{2.109}$$

dependent numai de curenţii rotorici şi diferenţa L_{1R} dintre inductanţele maşinii pe cele două axe, datorată neuniformităţii întrefierului. Acest cuplu se numeşte cuplu de reluctanţă, proporţional cu diferenţa reluctanţelor, pe cele două axe ale maşinii.

Pentru ca acest cuplu de reluctanţă să fie diferit de zero, se pune condiţia ca cel puţin unul dintre termenii săi să fie nearmonic. Fie, de exemplu, $i_\alpha = I_{rm} \sin\omega_r t$, primul termen din expresia (2.109) devine:

$$m_{e11} = -L_{1R} I_{rm}^2 \sin^2\omega_r t \sin 2\theta = -\frac{L_{1R} I_{rm}^2}{2}\left(\sin 2\theta - \sin 2\theta \cos 2\omega_r t\right) =$$

$$= -\frac{L_{1R} I_{rm}^2}{2}\left\{\sin 2\theta - \frac{1}{2}\sin\left[\left(2\omega_R + 2\omega_r\right)t + 2\theta_0\right] - \right. \tag{2.110}$$

$$\left. - \frac{1}{2}\sin\left[\left(2\omega_R - 2\omega_r\right)t + 2\theta_0\right]\right\}$$

unde s-a înlocuit θ dat de expresia (2.99).

Rezultă condiţia

$$\omega_R = \pm\, \omega_r \quad \text{sau} \quad \Omega = \pm\, \omega_r/p \tag{2.111}$$

adică maşina cu poli aparenţi este capabilă să producă cuplu electromagnetic nenul numai la viteza de sincronism.

Revenind la expresia (2.108) a cuplului maşinii primitive $DQ - \alpha\beta$ cu poli aparenţi, se poate deduce:

$$m_e = M_Q\, i_Q\left(i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta\right) - M_D\, i_D\left(i_\alpha \sin\theta - i_\beta \cos\theta\right) -$$

$$- 2L_{1R}\left(i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta\right)\left(i_\alpha \sin\theta - i_\beta \cos\theta\right) \tag{2.112}$$

Dacă se ţine seama de relaţiile de transformare (2.86), se obţine expresia cuplului în forma:

$$m_e = \left(M_Q\, i_Q\, i_d - M_D\, i_D\, i_q\right) + \left(L_q - L_d\right) i_d\, i_q \tag{2.113}$$

B. În cele ce urmează se va dovedi că la aceeaşi expresie a cuplului se poate ajunge dacă se utilizează modelul $DQ - dq$ al maşinii.

Ecuaţia de tensiuni (2.85) se poate scrie detaliat astfel:

$$\left[U\right] = \left[R\right]\left[I\right] + \left[L\right] s \left[I\right] + \left[M\right] s \left[I\right] + \dot{\theta}\left[G\right]\left[I\right], \tag{2.114}$$

unde

$$\left[U\right] = \begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix}, \quad \left[I\right] = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix}, \quad \left[R\right] = \begin{bmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix},$$

$$\left[L\right] = \begin{bmatrix} L_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_d \end{bmatrix}, \quad \left[M\right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & M_D \\ 0 & 0 & M_Q & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & 0 \\ M_D & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.115}$$

$$\left[G\right] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_D & 0 & 0 & -L_d \\ 0 & M_Q & L_q & 0 \end{vmatrix} \tag{2.115'}$$

Dacă se înmulțește în partea stîngă cu $\left[I\right]_t$, ecuația (2.114) devine:

$$\left[I\right]_t\left[U\right] = \left[I\right]_t\left[R\right]\left[I\right] + \left[I\right]_t\left[L\right] s \left[I\right] + $$
$$+ \left[I\right]_t\left[M\right] s \left[I\right] + \dot{\theta} \left[I\right]_t\left[G\right]\left[I\right] \tag{2.116}$$

Membrul stîng al ecuației (2.116) reprezintă puterea instantanee absorbită de mașină

$$p_e = \left[I\right]_t\left[U\right] \tag{2.117}$$

Primul termen din membrul drept

$$p_j = \left[I\right]_t\left[R\right]\left[I\right] \tag{2.118}$$

reprezintă pierderile de putere prin efect electrocaloric în rezistențele circuitelor mașinii.

Termenii al doilea și al treilea din membrul drept

$$p_w = \left[I\right]_t\left[L\right] s \left[I\right] + \left[I\right]_t\left[M\right] s \left[I\right] \tag{2.119}$$

reprezintă puterea înmagazinată în cîmpul magnetic al mașinii, în inductanțele proprii și mutuale.

Ultimul termen din relația (2.116) nu reprezintă altceva decît puterea electrică transformată în putere mecanică

$$p_m = \dot{\theta} \left[I\right]_t\left[G\right]\left[I\right] \tag{2.120}$$

Cuplul electromagnetic instantaneu se poate afla astfel:

$$m_e = p_m/\dot{\theta} = \left[I\right]_t\left[G\right]\left[I\right] \tag{2.121}$$

rezultă

$$m_e = \begin{vmatrix} i_D & i_Q & i_q & i_d \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_D & 0 & 0 & -L_d \\ 0 & M_Q & L_q & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} =$$
$$= \begin{vmatrix} i_D & i_Q & i_q & i_d \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ -M_D i_D - L_d i_d \\ M_Q i_Q + L_q i_q \end{vmatrix} = \tag{2.122}$$
$$= (-M_D i_D i_q + M_Q i_Q i_d) + \left(L_q - L_d\right) i_d i_q$$

adică **tocmai expresia dată de relația (2.113).**

Prima paranteză din expresia (2.122) reprezintă un cuplu proporțional cu inductanțele mutuale ale mașinii și cu curenții statorici și rotorici numindu-se cuplu „de excitație", iar a doua paranteză reprezintă un cuplu proporțional cu produsul curenților rotorici și cu diferența dintre inductanțele mașinii pe cele două axe, numindu-se cuplu „de reluctanță".

În cazul cînd curenții și tensiunile aplicate înfășurărilor au variație sinusoidală, admițînd o reprezentare în complex (fazori), atunci puterea activă P_e se poate exprima

$$P_e = \mathrm{Re}\left\{\left[I\right]_t^*\left[U\right]\right\} \tag{2.123}$$

Justificarea este următoarea. Dacă se consideră $u = U\sqrt{2}\sin\omega t$, iar $i = I\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi)$ și reprezentarea $u \rightleftarrows \underline{U} = U e^{j0}$, $i \rightleftarrows \underline{I} = I e^{-j\varphi}$, atunci $P = UI\cos\varphi$ se obține astfel: $P = \mathrm{Re}\left(\underline{I}^*\underline{U}\right) = \mathrm{Re}\left(IU e^{j\varphi}\right) = \mathrm{Re}(S\cos\varphi + j\sin\varphi)$.

Cuplul mediu al mașinii se poate exprima, deci, utilizînd relația (2.116):

$$M_e = \mathrm{Re}\left\{\left[I\right]_t^*\left[G\right]\left[I\right]\right\} \tag{2.124}$$

Revenind la expresia (2.122) a cuplului instantaneu și reținînd numai cuplul de excitație, se va obține și relația:

$$m_e = M_Q i_Q i_d - M_D i_D i_q = \Psi_Q i_d - \Psi_D i_q \tag{2.125}$$

unde Ψ_Q și Ψ_D sînt fluxurile mutuale pe direcția Q, respectiv D.

2.2.3. CONCLUZII PRIVITOARE LA ECUAȚIILE MAȘINII ELECTRICE GENERALIZATE

Au fost prezentate trei tipuri de transformări de variabile utilizate în teoria generală a mașinilor electrice: transformarea de faze, transformarea de tip comutator, transformarea în componente simetrice. Matricile de transformare utilizate aduc simplificări în studiu, deoarece îndeplinesc condiția de ortogonalitate. Aceste transformări de variabile sînt necesare în totalitate sau parțial pentru analiza tuturor tipurilor de mașini electrice: sincrone, asincrone și de curent continuu, în regimuri echilibrate sau dezechilibrate.

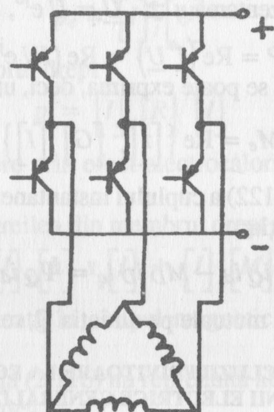
În regim echilibrat o mașină polifazată (în particular, trifazată) pe rotor poate fi analizată cu modelul de mașină primitivă $DQ - \alpha\,\beta$, dacă se utilizează transformarea de faze. În urma aplicării transformării tip comutator se obține o mașină generalizată model $DQ - dq$, care posedă o înfășurare rotorică cu colector și două perechi de perii fixe în cele două axe de simetrie a mașinii.

Mașina primitivă și mașina generalizată sînt echivalente din punct de vedere al puterii și cuplului.

Analiza mașinilor electrice în regim dezechilibrat face apel și la transformarea în componente simetrice, mașina reală fiind studiată folosind două modele de mașini echilibrate.

CAPITOLUL 3

MAŞINI ELECTRICE CU COMUTAŢIE STATICĂ



3.1. GENERALITĂŢI

În industrie, în mod deosebit în ultima vreme, capătă o largă utilizare acţionările electrice cu turaţie variabilă datorită performanţelor tehnice superioare pe care le posedă.

În afara maşinilor de c.c. alimentate de la redresoare comandate, se utilizează tot mai frecvent maşinile de c.a. alimentate de la invertoare cu elemente semiconductoare, care permit un reglaj în limite largi al tensiunii şi frecvenţei de alimentare.

Motoarele de c.c. cu viteză reglabilă şi-au restrîns aria de utilizare datorită prezenţei periilor şi a colectorului mecanic care diminuează fiabilitatea în funcţionare şi constituie un factor de risc, datorită scînteilor care pot apărea, în situaţia utilizării lor în medii inflamabile. S-a impus astfel realizarea unor acţionări cu motoare fără contacte alunecătoare care să posede cel puţin performanţele de reglare şi în regim dinamic ale motoarelor de c.c.

În categoria acţionărilor de c.a. cu viteză reglabilă intră şi maşinile electrice cu comutaţie statică (*MECS*), care îmbină caracteristicile maşinilor sincrone cu cele ale maşinilor de c.c. Utilizarea dispozitivelor cu comutaţie statică asociate maşinilor electrice este indicată în acţionările electrice în care comutatoarele mecanice (colectoarele) introduc deranjamente sau posedă caracteristici dinamice de performanţe scăzute cum ar fi: în centrale atomoelectrice, tracţiune electrică, industrie textilă, industrie chimică, industria materialelor de construcţie, la acţionări cu viteză ridicată, la maşini de puteri foarte mari şi turaţii reduse, etc.

3.2. PRINCIPIUL COMUTAŢIEI STATICE

Un comutator mecanic constă dintr-un sistem de perii care alunecă pe un colector realizat din lamele izolate la care sînt conectate secţiunile unei înfăşurări. La rotirea colectorului în raport cu periile alimentate de la reţea se obţin în secţiunile înfăşurării curenţi de frecvenţă dependentă de viteza de rotaţie şi de frecvenţa de alimentare, sistemul de mai sus constituind un convertizor de frecvenţă.

Maşina de curent continuu poate fi interpretată ca o maşină sincronă alimentată la frecvenţă variabilă, colectorul realizînd o modificare a frecvenţei care este riguros determinată de viteza de rotaţie.[12] Se va arăta cum, pornind de la o construcţie tipică de maşină de curent continuu, se obţin, de fapt, condiţii de funcţionare pentru toate tipurile de maşini electrice.

Se pot astfel combina avantajele maşinii de curent continuu, în special cele referitoare la reglajul vitezei şi cuplului în limite largi, cu cele ale maşinilor sincrone, cum ar fi construcţie simplă şi robusteţe, dacă se elimină contactul alunecător perie-colector, a cărui prezenţă nu este acceptată în anumite utilizări.

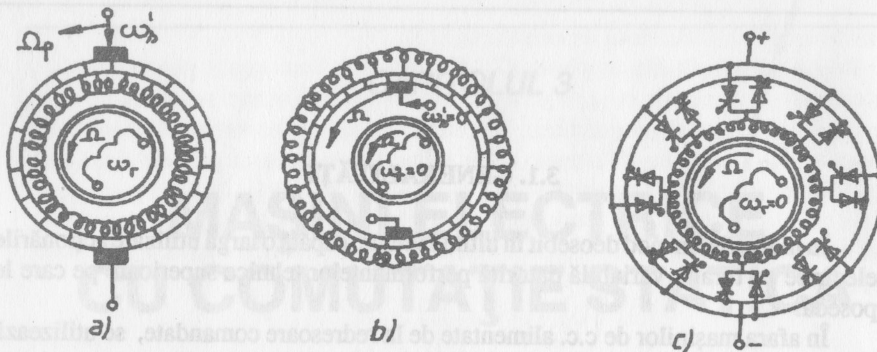


Fig. 3.1.

Fie un colector plasat în statorul unei maşini electrice, deci fix (fig. 3.1.*a*) pe care alunecă un sistem de perii rotitoare cu viteza de rotaţie Ω_p. Periile sînt alimentate în c.a. cu frecvenţa ω'_s. Dacă pe colector calcă p perechi de perii, iar $\omega'_s = 0$ (deci sînt alimentate în c.c.), atunci la rotirea sistemului de perii, secţiunile înfăşurării sînt parcurse de curenţi alternativi, întrucît periile de polarităţi „+", respectiv „-" îşi schimbă periodic poziţiile în raport cu secţiile alimentate, pulsaţia curenţilor în înfăşurare fiind $p \cdot \Omega_p$. Dacă acelaşi sistem de perii este alimentat de la o sursă de pulsaţie ω'_s, atunci peste această pulsaţie a curentului se suprapune şi cea datorită rotirii periilor, încît pulsaţia rezultantă a curenţilor statorici este:

$$\omega_s = \omega'_s + p\ \Omega_p \tag{3.1}$$

Pe rotor, care se roteşte cu viteza unghiulară Ω, se află o înfăşurare care este alimentată cu un curent de pulsaţie ω_r.

Conform teoremei frecvenţelor, condiţia ca această maşină să producă cuplu mediu diferit de zero este (2.101), adică:

$$\omega_s = \pm\ \omega_r \pm p \cdot \Omega \tag{3.2}$$

Ţinînd seama de relaţia (3.1), condiţia (3.2) este îndeplinită în următoarele cazuri particulare:

a) $\omega'_s = 0$ — sistemul de perii este alimentat în c.c., iar dacă $\omega_r = 0$ — înfăşurarea rotorică este parcursă de c.c., rezultă:

$$\Omega_p = \pm\ \Omega, \tag{3.3}$$

adică periile şi rotorul trebuie să se rotească cu aceeaşi viteză. Acesta este cazul maşinii de c.c., dar de construcţie inversată, adică se roteşte colierul de perii alimentat în c.c., sincron cu inductorul alimentat de asemenea în c.c., în timp ce înfăşurarea conectată la colector este fixă (fig. 3.1.*b*). În practică se menţin fixe periile şi inductorul şi se roteşte colectorul împreună cu înfăşurarea indusă, soluţia aceasta fiind adoptată în exclusivitate.

b) $\omega_p = 0$ - sistemul de perii este fix şi $\omega'_s = \omega_s \neq 0$, iar dacă $\omega_r = 0$ - înfăşurarea rotorică este alimentată în c.c., rezultă

$$\omega'_s / p = \Omega, \tag{3.4}$$

adică rotorul se roteşte cu viteza de sincronism dictată de pulsaţia curentului statoric. Este cazul maşinii sincrone în construcţie directă la care statorul este conectat la reţeaua de c.a., iar rotorul, excitat în c.c., se roteşte cu viteza sincronă. În acest caz nu mai este necesară prezenţa colectorului, de la înfăşurările statorice, accesul spre reţeaua de alimentare nu mai pune probleme tehnice. În schimb alimentarea înfăşurării rotorice se realizează prin contacte perie-inele, în general. Se poate renunţa şi la aceste contacte alunecătoare, dacă se folosesc magneţi permanenţi pe rotor sau se adoptă soluţia excitării prin inducţie şi redresare (cu diode rotitoare) [9,11]

c) $\omega_p = 0$ — sistemul de perii este fix şi $\omega'_s = \omega_s$, iar dacă $\omega'_s \neq p \cdot \Omega$, $\omega'_r \neq 0$ — înfăşurarea rotorică parcursă de c.a., rezultă:

$$(\omega_s \pm \omega_r)/p = \Omega \tag{3.5}$$

Acesta este cazul maşinii asincrone (de inducţie) în cele două regimuri, generator şi motor. Frecvenţa rotorică $\omega_r = s \cdot \omega_s$ (s-alunecarea) nu se obţine în general de la sursa exterioară de c.a., ci prin inducţie, astfel că în acest caz nu este nevoie de utilizarea unui sistem de contacte alunecătoare perii-inele. Fac excepţie maşinile asincrone cu rotor bobinat şi inele precum şi maşinile de c.a. cu colector.

Aşadar, maşina de curent continuu indicată în fig.3.1.*b*, care prezintă dezavantajul alimentării înfăşurării statorice prin perii rotitoare şi colector, poate deveni atît maşină sincronă, cît şi maşină asincronă, în anumite condiţii particulare. Alimentarea diverselor secţiuni ale înfăşurării statorice, în condiţiile eliminării dezavantajului sus-menţionat, se poate realiza prin utilizarea unor elemente semiconductoare comandate, obţinîndu-se în acest mod o comutaţie statică (fig. 3.1.*c*). Secţiunile înfăşurării statorice se alimentează succesiv de la o sursă de c.c., dacă se trec în stare de conducţie cel puţin două din ventilele prezentate în schemă. Succesiunea impulsurilor de comandă a ventilelor este corelată cu poziţia rotorului astfel încît să se obţină condiţia (3.4). Acest procedeu se utilizează la maşinile excitate pe rotor, cu excitaţie electromagnetică sau cu magneţi permanenţi sau la maşinile cu rotor anizotrop, la care rotorul ocupă în cîmpul creat de stator o poziţie în general, apropiată de cea corespunzătoare situaţiei de reluctanţă magnetică minimă.

Maşinile din această categorie, la care viteza este impusă de frecvenţa de comutare a secţiunilor înfăşurării statorice, dar în strînsă corelaţie cu poziţia rotorului, posedă o viteză reglabilă chiar dacă din punct de vedere al construcţiei sînt maşini sincrone. Aceste maşini se întîlnesc în literatură sub denumirea de **maşini electrice cu comutaţie statică sau electronică** (*MECS*). Schema electronică care permite alimentarea cu frecvenţă reglabilă a înfăşurării statorice, care înlocuieşte sistemul perie-colector, se întîlneşte sub denumirea de comutator static.

3.3. ELEMENTE DE BAZĂ ALE MAŞINII ELECTRICE CU COMUTAŢIE STATICĂ

3.3.1. SCHEMA DE PRINCIPIU A MAŞINII CU COMUTAŢIE STATICĂ

MECS se compune în principiu din:
— maşina electrică propriu-zisă (maşină sincronă),
— comutator static,
— traductoarele de poziţie şi de viteză,
— circuite electronice de comandă, control, reglare, etc.

Schema bloc a *MECS* este prezentată în fig.3.2.

Comutatorul static existent între reţea şi maşină cuprinde un redresor şi un invertor cu posibilităţi distincte de comandă. Între redresor şi invertor se foloseşte, în multe cazuri, un filtru, existînd şi posibilitatea evaluării curentului absorbit de maşină.

Traductorul de poziţie sesizează poziţia rotorului faţă de înfăşurările statorului şi furnizează o succesiune de impulsuri care sînt aplicate distribuitorului de impulsuri. Distribuitorul de impulsuri comandă corespunzător elementele semiconductoare (ventilele) ale invertorului. În acest mod se menţine o legătură rigidă între viteza rotorului şi frecvenţa tensiunilor aplicate înfăşurărilor statorice. Acest sistem

Fig. 3.2.

impune, deci, o dependenţă rigidă între viteza de rotaţie a cîmpului statoric şi viteza de rotaţie a rotorului, maşina avînd caracteristici de m o t o r s i n c r o n a l i m e n t a t c u f r e c v e n ţ ă v a r i a b i l ă. Totodată unghiul dintre axele cîmpurilor magnetice ale statorului şi rotorului este menţinut aproximativ la o valoare medie constantă impusă de comanda ventilelor invertorului, în corelaţie directă şi cu sarcina existentă pe arbore. Din acest punct de vedere maşina se apropie de o maşină de c.c. de construcţie inversată la care unghiul dintre cîmpul de excitaţie (de data aceasta produs de rotor) şi cîmpul „de reacţie a indusului" (statoric) este impus în strînsă legătură cu sarcina (şi cu viteza de rotaţie). Altfel spus, unghiul de comandă al ventilelor statorului devine echivalent cu unghiul de decalare a periilor pe colector (considerat faţă de axa longitudinală) la maşina de c.c. de construcţie inversată.

Traductorul de viteză evaluează viteza de rotaţie a rotorului, care este comparată cu una impusă şi prin intermediul regulatorului de viteză comandă tensiunea de ieşire a redresorului.

Schema MECS din fig.2.3 permite reglarea vitezei sau/şi a cuplului în următoarele trei moduri:

a) prin modificarea tensiunii de alimentare a înfăşurării statorului, care se realizează prin comanda redresorului,

b) prin modificarea unghiului dintre axele cîmpului magnetic rotoric şi cel statoric, care se realizează prin schimbarea unghiului α de comandă a traductorului de poziţie,

c) prin modificarea cîmpului de excitaţie rotoric, care se realizează prin variaţia curentului de excitaţie, I_e (sau a tensiunii U_e).

3.3.2. MAŞINA ELECTRICĂ CU MUTATOR AUTOCOMANDAT

Pentru clarificarea funcţionării unei maşini sincrone trifazate, în condiţiile alimentării înfăşurărilor printr-un invertor comandat în funcţie de poziţia rotorului, se va considera o maşină cu înfăşurări conectate în stea alimentată prin intermediul a şase ventile, fiecare dintre acestea fiind trecute în stare de conducţie de către impulsurile primite de la şase elemente sesizoare plasate pe rotor (fig.3.3.*a*).

a) Se consideră cazul cînd se impune condiţia ca numai două ventile să fie comandate simultan de către elementele sesizoare ale traductorului de poziţie (α).

Ventilele, care pot fi tranzistoare sau tiristoare, aflate în stare de conducţie, sînt înnegrite pe desen. Sînt prezentate şase situaţii consecutive, fiecare durează ca timp o şesime de perioadă, *T*/6.

În prima şesime traductorul rotoric comandă deschiderea ventilelor 1 şi 6, curentul se închide prin fazele *C* şi *B*, înseriate, ale maşinii; fluxul statoric Φ_{st} — orientat pe direcţie orizontală pe figură — conduce la rotirea rotorului (excitat în c.c.) pe o direcţie pentru care axele celor două fluxuri devin coliniare (dacă maşina funcţionează la gol). Rotirea rotorului, de care este cuplat mecanic şi elementul mobil al traductorului, conduce la aplicarea impulsurilor de comandă ventilelor 1 şi

4 Comanda nr. 31271

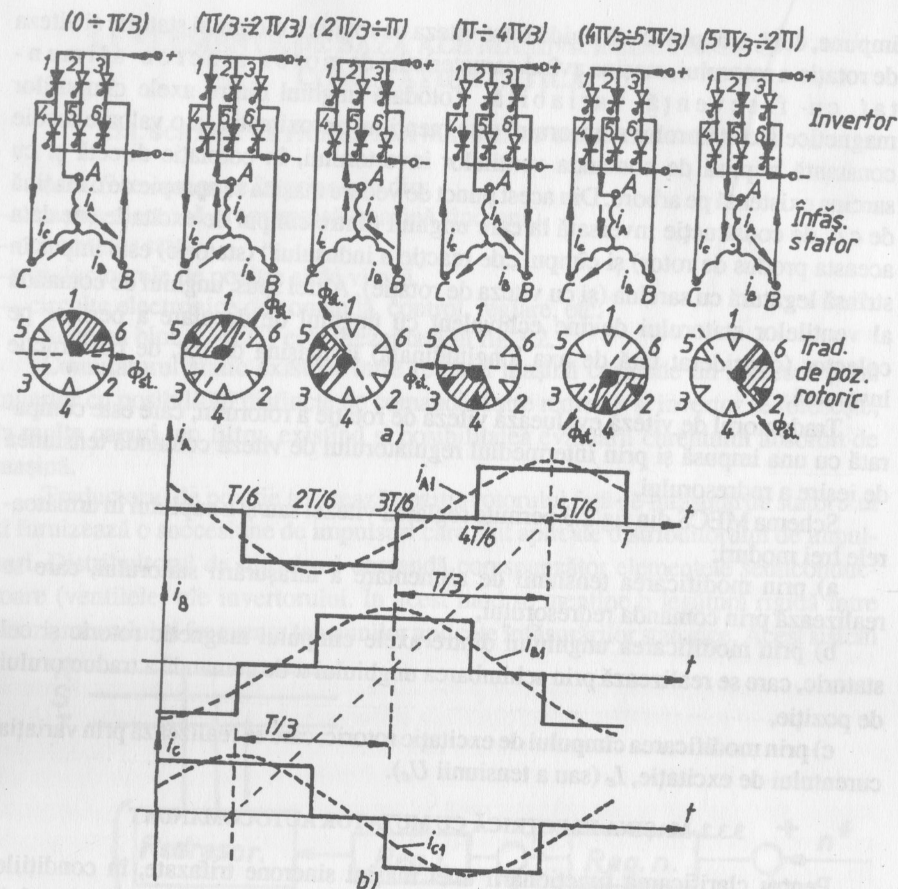


Fig. 3.3.

5, curentul statorului circulă prin fazele *C* şi *A*, iar fluxul statoric are o direcţie modificată cu $\pi/3$ în spaţiu faţă de direcţia iniţială. Se obţine astfel situaţia prezentată în cea de a doua şesime pe fig.3.3.*a*. Rotirea în continuare a rotorului se face prin orientarea sa în permanenţă în cîmpul Φ_{st} creat de curenţii din înfăşurările statorice.

Dacă se reprezintă variaţiile în timp a curenţilor i_A, i_B, i_C se obţin dependenţele dreptunghiulare din fig.3.3.*b*. Descompunînd aceste dependenţe în serie Fourier şi reţinînd numai fundamentalele i_{A1}, i_{B1}, i_{C1}, se constată că ele constituie un sistem trifazat simetric, unghiul de defazaj dintre aceste unde fiind o treime din perioadă. Acest sistem trifazat de curenţi creează un cîmp învîrtitor statoric (mai exact un cîmp „săritor", datorită formelor dreptunghiulare de variaţie) sub acţiunea căruia se realizează rotirea rotorului. Totodată, se constată că între viteza de rotaţie a

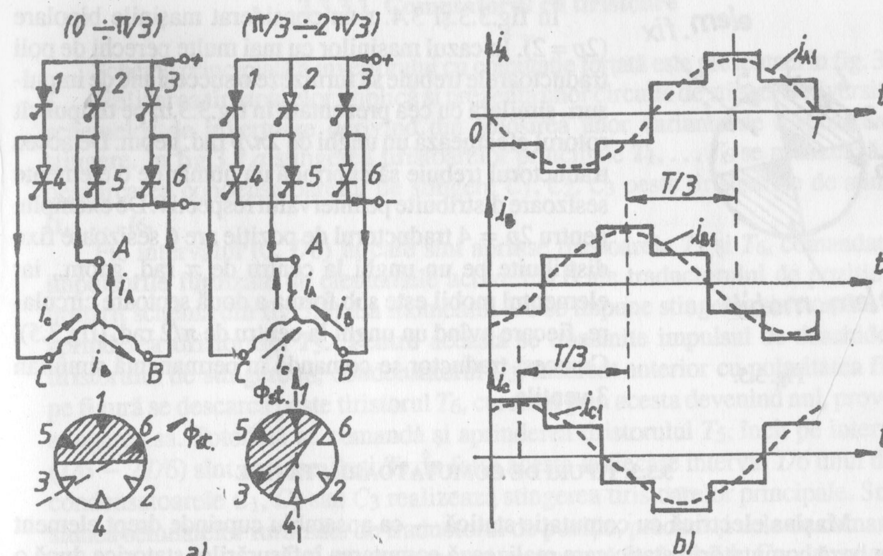


Fig. 3.4.

rotorului şi frecvenţa curenţilor i_A, i_B, i_C - statorici există o relaţie rigidă, întrucît la rotirea rotorului cu unghiul $\pi/3$ intervine o modificare a alimentării înfăşurărilor statorice încît fluxul Φ_{st} îşi schimbă direcţia în spaţiu tot cu un unghi de $\pi/3$. Din acest motiv maşina se numeşte cu mutator autocomandat. Se poate intui faptul că, la existenţa unei sarcini pe arbore, rotorul nu reuşeşte să se orienteze în cîmpul statoric încît axele lor magnetice să coincidă avînd loc o anumită rămînere în urmă. Această rămînere în urmă se poate „compensa" prin modificarea momentului aplicării comenzii de deschidere a ventilelor corespunzătoare secvenţei următoare, adică prin decalarea convenabilă a elementelor sesizoare ale traductorului de poziţie a rotorului. Totodată se poate deduce şi faptul că pentru o anumită poziţie a elementelor traductorului (un unghi de comandă impus) la creşterea sarcinii, de exemplu, tendinţa de rămînere în urmă a rotorului se manifestă printr-o întîrziere în timp a aplicării comenzii de deschidere a ventilelor, corespunzătoare secvenţei următoare, deci o diminuare a frecvenţei curenţilor statorici, ceea ce înseamnă o micşorare a vitezei. Aşadar, această maşină prezintă o caracteristică a cuplului funcţie de viteză asemănătoare motoarelor serie de c.c., viteza de rotaţie se adaptează mărimii cuplului rezistent pe arbore.

b) În cazul cînd elementele sesizoare ale traductorului de poziţie comandă simultan trei ventile (se prezintă două secvenţe în fig.3.4.*a*), înfăşurările maşinii sînt parcurse în permanenţă de curenţi ale căror variaţii în timp sînt prezentate în fig.3.4.*b*. Fundamentalele celor trei curenţi, i_{A1}, i_{B1}, i_{C1}, formează de asemenea un sistem trifazat simetric. [13]

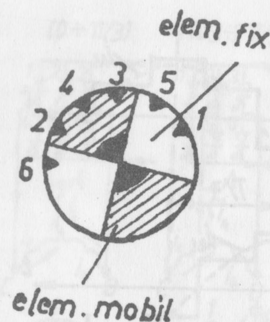


Fig. 3.5.

În fig.3.3.şi 3.4. s-au considerat maşinile bipolare ($2p = 2$). În cazul maşinilor cu mai multe perechi de poli traductoarele trebuie să furnizeze o succesiune de impulsuri, similară cu cea prezentată în fig.3.3.*a*, pe timpul cît rotorul efectuează un unghi de $2\pi/p$ rad. geom. De aceea traductorul trebuie să cuprindă un număr de 6 elemente sesizoare distribuite pe intervalul respectiv. De exemplu, pentru $2p = 4$ traductorul de poziţie are 6 sesizoare fixe distribuite pe un unghi la centru de π rad. geom., iar elementul mobil este sub forma a două sectoare circulare, fiecare avînd un unghi la centru de $\pi/2$ rad. (fig.3.5). Cu acest traductor se comandă în permanenţă simultan 3 ventile.

3.3.3. TIPURI DE COMUTATOARE STATICE

Maşina electrică cu comutaţie statică — ca ansamblu cuprinde drept element de bază comutatorul static care realizează comutarea înfăşurărilor statorice după o lege impusă. Ventilele folosite frecvent sînt: tranzistoare de putere, tiristoare sau tiristoare cu blocare pe poartă (*GTO*). Tranzistoarele se utilizează în general la maşinile de mică putere, extinzîndu-se în ultimul timp pînă la puteri de ordinul

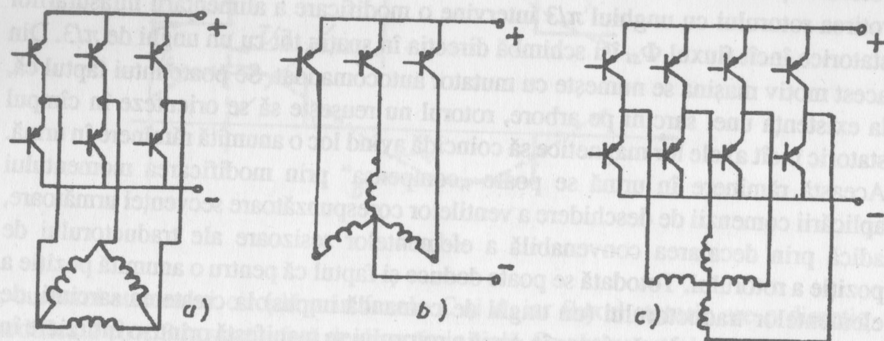


Fig. 3.6.

zecilor de kW. La puteri medii şi mari se folosesc ultimele două tipuri de semiconductoare comandate, amintite anterior. Numărul de înfăşurări ale maşinii determină alegerea tipului de comutator static folosit, cîteva variante posibile fiind prezentate în fig.3.6. Alegerea tipului de înfăşurare şi a comutatorului static constituie opţiunea proiectantului, mai ales la maşinile de foarte mică şi mică putere; la puteri medii şi mari se utilizează scheme în punte, înfăşurarea maşinii totdeauna trifazată. [1,14]

3.3.3.1. Comutatorul cu tiristoare

Schema principială a invertorului cu comutaţie forţată este prezentată în fig. 3.7.*a*. Utilizarea tiristoarelor implică şi prezenţa unor circuite de stingere; diversitatea schemelor de invertoare derivînd din folosirea unor variante de dispozitive de stingere. În fig.3.7.*a* stingerea tiristoarelor principale $T_1, \ldots T_6$ se realizează prin descărcarea condensatoarelor de stingere C_1, C_2, C_3 peste tiristoarele de stingere $t_1, \ldots, t_6$.

Fie intervalul (0, $T/6$) în care sînt aprinse tiristoarele T_1 şi T_6, comandate de impulsurile furnizate de elementele active 1 şi 6 ale traductorului de poziţie (s-a urmărit schema din fig.3.3). La momentul $T/6$ se impune stingerea tiristorului T_6 şi aprinderea tiristorului T_5. Pentru aceasta se transmite impulsul de deschidere a tiristorului de stingere t_6; condensatorul C_3, încărcat anterior cu polaritatea fixată pe figură se descarcă peste tiristorul T_6, curentul prin acesta devenind nul, provoacă stingerea sa. Totodată se comandă şi aprinderea tiristorului T_5, încît pe intervalul ($T/6 - 2T/6$) sînt aprinse T_1 şi T_5. În felul acesta la fiecare interval $T/6$ unul dintre condensatoarele C_1, C_2 sau C_3 realizează stingerea tiristoarelor principale. Succesiunea semnalelor furnizate de traductorul de poziţie, precum şi cele de comandă a tiristoarelor principale şi de stingere este prezentată în fig.3.7.*b*. Condensatoarele de comutaţie C_1, C_2, C_3 posedă o schemă de încărcare, care înainte de pornirea motorului şi la sarcini reduse ale acestuia realizează încărcarea condensatoarelor cu polaritatea necesară stingerii tiristoarelor deschise (comutaţie forţată). După atingerea unei turaţii de peste 20% din cea nominală, maşina, prin caracterul său de maşină sincronă, poate furniza puterea reactivă necesară comutaţiei tiristoarelor, iar invertorul trece în regim de comutaţie naturală. În vederea limitării pantei curenţilor de stingere şi de amorsare, în serie cu tiristoarele principale se introduc inductanţe de protecţie, L_p. De asemenea, tiristoarele de stingere se înseriază cu inductanţe saturabile L_s pentru menţinerea la un nivel scăzut a curentului într-un interval mic de timp.

Invertoarele se alimentează de la o sursă de curent continuu, de cele mai multe ori un redresor comandat (în punte) alimentat de la reţeaua de c.a. monofazată sau

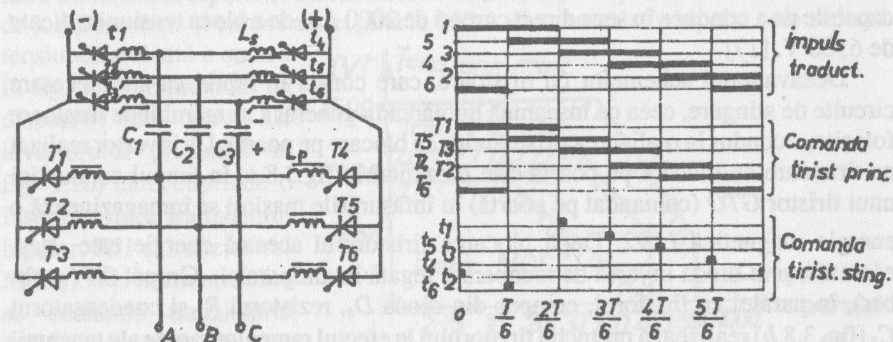


Fig. 3.7.

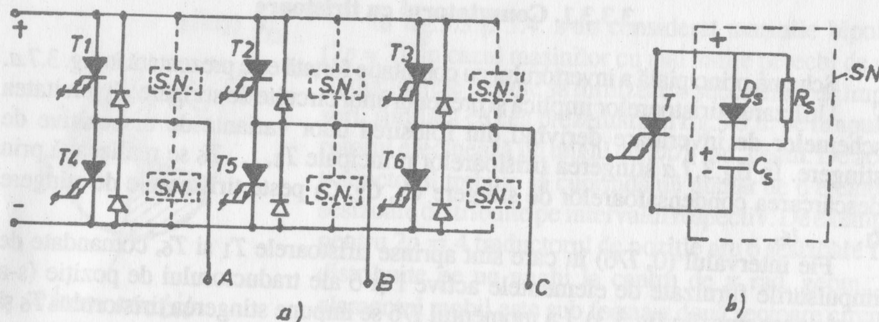


Fig. 3.8.

trifazată. Între redresor şi invertor există un circuit intermediar. Dacă circuitul intermediar prezintă o bobină de inductanţă mare, tensiunea la ieşirea redresorului fiind variabilă, curentul prin invertor se poate menţine aproximativ constant, caz în care acesta se numeşte invertor d e c u r e n t sau invertor cu curent imprimat. În aceste scheme nu mai este absolut necesară prezenţa unor diode inverse de descărcare a energiei reactive (conectate în paralel cu tiristoarele), de asemenea, se pot utiliza tiristoare „lente" (de frecvenţă mică), iar pentru regimurile de frînare ale maşinii nu se impune prezenţa unui invertor la intrare. [15.16].

În cazul cînd între redresor şi invertor se utilizează un circuit intermediar cu un condensator de capacitate mare, tensiunea obţinută de la redresorul comandat este egală cu cea de la intrarea invertorului, iar invertorul este d e t e n s i u n e sau cu tensiune imprimată. În acest caz tiristoarele trebuie şuntate cu diode inverse, de descărcare a curentului reactiv. Se utilizează tiristoare rapide, iar pentru regimul de frînare al maşinii este necesară prezenţa unui invertor cu comutaţie de la reţea, montat antiparalel cu redresorul de alimentare, în modul acesta energia de frînare se poate recupera.

Tiristoarele convenţionale se folosesc în scheme de invertoare la puteri mari şi medii, existînd în momentul de faţă plachete de siliciu (cu diametrul de 77 mm) capabile de a conduce în sens direct curenţi de 2000 A şi de a bloca tensiuni aplicate de 6500 V. [17]

Dezavantajul schemelor cu tiristoare, care constă în faptul că sînt necesare circuite de stingere, ceea ce înseamnă dublarea în general a numărului de tiristoare folosite, a condus la realizarea tiristoarelor cu blocare pe poartă. Un invertor realizat cu tiristoare cu blocare pe poartă este prezentat în fig.3.8.*a*. În timpul conducţiei unui tiristor *GTO* (comandat pe poartă) în înfăşurările maşinii se înmagazinează o energie magnetică $LI^2/2$. După blocarea tiristorului această energie este „descărcată", prin dioda inversă de recuperare legată în antiparalel. Grupul *SN* (snubber), în paralel cu tiristorul, compus din dioda D_s, rezistorul R_s şi condensatorul C_s (fig. 3.8.*b*) realizează protecţia tiristorului la efectul rampelor rapide ale tensiunii anodice reaplicate. Scăderea curentului anodic în cursul procesului de blocare este însoţită de o creştere rapidă a tensiunii anodice. Dacă această creştere dV_A/dt

depăşeşte o valoare critică, tiristorul nu mai poate fi blocat, ajungînd uneori şi la distrugere electrotermică datorită disipărilor considerabile de putere corespunzătoare variaţiilor rapide ale tensiunii şi curentului anodic. Capacitatea C_s limitează viteza de creştere a tensiunii anodice reaplicate în timpul scăderii curentului anodic (la blocarea tiristorului). Grupul $D_s - C_s$ întîrzie, de fapt, creşterea tensiunii anodice. Energia stocată a condensatorului C_s în faza de stingere a tiristorului este disipată în ciclul următor de amorsare a dispozitivului. Valoarea curentului de descărcare a lui C_s prin tiristorul în curs de amorsare este limitată de R_s. Prezenţa grupului *SN* prelungeşte durata efectivă a comutării tiristorului, dictînd frecvenţa maximă la care lucrează invertorul (aceasta este de ordinul kilohertzilor). [17]

3.3.3.2. Comutatorul cu tranzistoare

În schemele invertoarelor folosite la *MECS* s-a extins în ultima vreme utilizarea tranzistoarelor în diversele lor variante: tranzistoare bipolare, tranzistoare *MOS* sau tranzistoare *BIMOS*. Domeniile de utilizare a diverselor tranzistoare de putere sînt prezentate în fig. 3.9.

În scopul asigurării energiei magnetice acumulate în înfăşurările maşinii, aceste dispozitive electronice posedă diode legate în paralel, de recuperare (inverse), care permit realizarea continuităţii curentului prin înfăşurările maşinii. Invertorul trebuie să preia puteri de aproximativ 10 ori mai mari decît puterea nominală a maşinii, iar tensiunile să fie de pînă la 1,5 ori tensiunea nominală a maşinii. [12,17]

Pentru curenţi pînă la 600 A şi tensiuni mai mici de 1500 V se folosesc tranzistoare bipolare (fig. 3.10), dar frecvenţa este limitată la 2-3 kHz.

La puteri mai mici se utilizează ca element de comutaţie tranzistorul *MOSFET*, la care plaja de frecvenţe creşte (pînă la 20 kHz), fig. 3.11. Limita de putere la care se foloseşte este 2-3 kW. O dată cu creşterea tensiunii de catalog, creşte mult şi căderea de tensiune în conducţie, de aceea performanţele sînt bune la tensiuni reduse. Această însuşire a condus la realizarea unui dispozitiv semiconductor hibrid între tranzistorul bipolar şi tranzistorul *MOS*. Montajul cuprinde un tranzistor *MOS* de joasă tensiune şi curent mare, pînă la 160 A, şi un tranzistor bipolar care suportă tensiunea ridicată a sursei. În fig. 3.12 se prezintă un dispozitiv (din cele 6 ale invertorului prezentat în fig. 3.10) care cuprinde o înseriere între tranzistorul bipolar, *TB*1 şi tranzistorul MOS, *TM*1. În situaţia cînd se comandă tranzistorul *MOS*, acesta intrînd în conducţie, curentul sursei U_{b1} are cale de închidere, deci

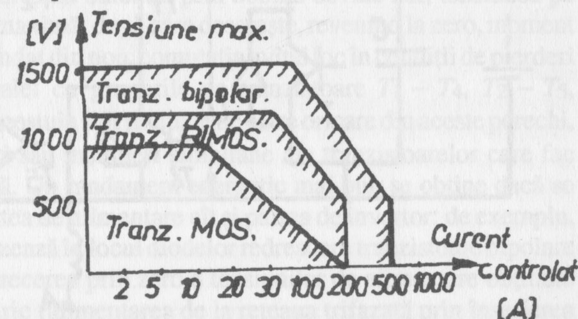


Fig. 3.9.

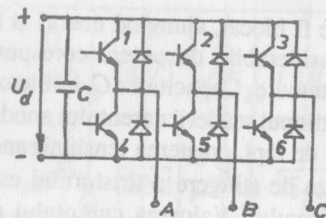


Fig. 3.10.

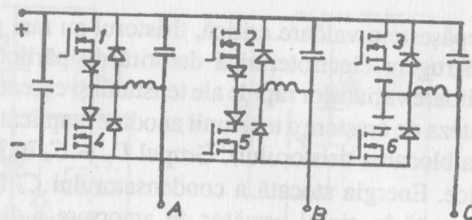


Fig 3.11.

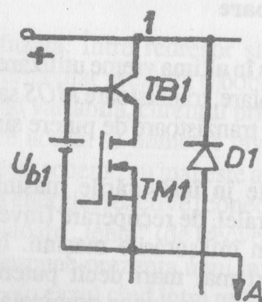


Fig. 3.12.

intră în conducție și *TB*1. Dacă *TM*1 este blocat, se întrerupe curentul de emitor al lui *TB*1, deci dispozitivul este blocat, tensiunea sursei aplicîndu-se aproape în exclusivitate tranzistorului *TB*1, în timp ce asupra tranzistorului *TM*1 se aplică o tensiune aproximativ egală cu U_{b1}, de valoare mică.

La comutații rapide cînd dV_A/dt sînt mari, datorită capacităților și inductanțelor parazite, apar solicitări suplimentare ale dispozitivelor care limitează esențial puterea maximă la care pot fi folosite acestea. Se poate aprecia că un dispozitiv de comutație vehiculează o putere maximă egală cu a zecea parte din valoarea puterii obținută pe baza datelor de catalog ca produs $V_{ce}I_c$ (V_{ce} — tensiunea colector-emitor, I_c — curentul de colector). Performanțele se pot îmbunătăți, dacă se utilizează rețele speciale de comutație (tip snubber), care transferă rețelei o parte din

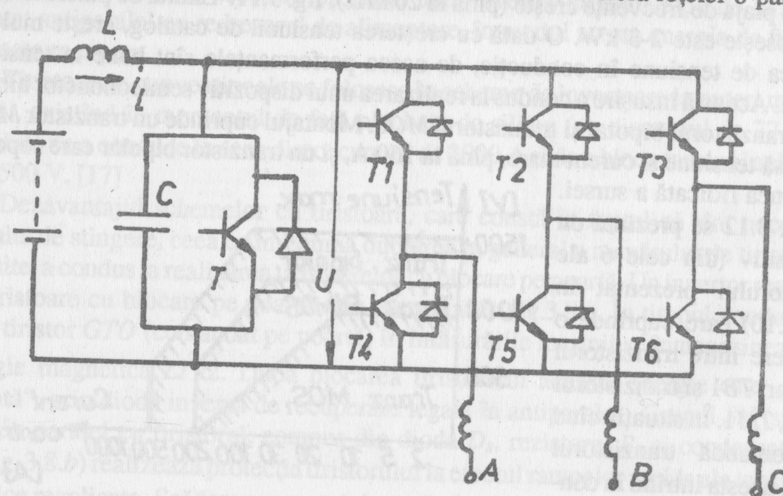
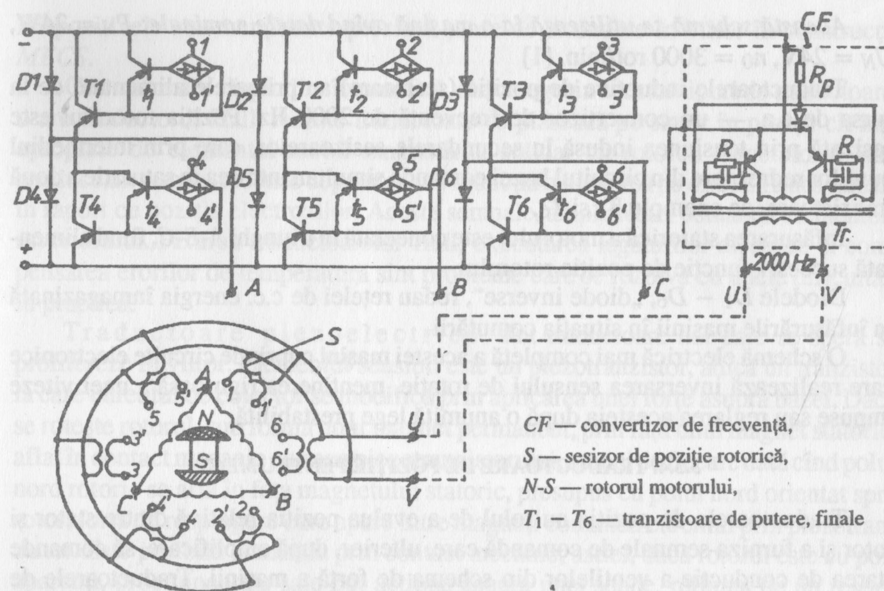


Fig. 3.13.



CF — convertizor de frecvență,
S — sesizor de poziție rotorică,
N-S — rotorul motorului,
$T_1 - T_6$ — tranzistoare de putere, finale

Fig. 3.14.

pierderile tranzistorului, sau dacă se realizează comutarea tranzistoarelor numai în momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare — invertor cu rezonanță. În această a doua soluție se urmărește ca tensiunea de alimentare a invertorului să treacă prin zero cu o frecvență cît mai ridicată, momente cînd dispozitivele semiconductoare pot comuta natural, pierderile fiind practic nule. Rezonanța se poate obține, plecînd de la un invertor obișnuit, prin înserierea unei bobine pe circuitul de alimentare al invertorului, fig. 3.13. Atunci cînd tranzistorul *T* conduce, i_L crește exponențial, în cîmpul bobinei se înmagazinează energia magnetică $Li_L^2/2$. Dacă *T* se blochează, conducția este preluată de C care se va încărca exponențial pornind de la o tensiune aproape nulă. Cînd curentul prin bobină devine nul, tensiunea pe condensator atinge valoarea maximă, după care descrește, revenind la zero, moment în care tranzistorul este comandat din nou, comutația avînd loc în condiții de pierderi nule. Întrucît *T* este în paralel cu grupurile de tranzistoare $T_1 - T_4$, $T_2 - T_5$, $T_3 - T_6$, rezultă că funcțiile acestuia sînt preluate de către oricare din aceste perechi, atunci cînd au loc deschideri sau închideri simultane ale tranzistoarelor care fac parte din perechea respectivă. Un randament energetic mai bun se obține dacă se modifică suplimentar atît partea de alimentare cît și partea de invertor; de exemplu, dacă sursa de alimentare utilizează în locul diodelor redresoare tranzistoare bipolare care se aprind și se sting la trecerea prin zero a tensiunilor de alimentare obținute de la un sistem trifazat simetric (alimentarea de la rețeaua trifazată prin înserierea unor bobine pe fiecare fază).

Un exemplu de mașină trifazată cu invertor cu tranzistoare este prezentat în fig. 3.14.

Această schemă se utilizează la o maşină avînd datele nominale: $P_N = 24W$, $U_N = 24V$, $n_0 = 3000$ rot/min. [1]

Traductoarele inductive de poziţie (sesizoare) au primarele alimentate de la sursa de c.a. — un convertizor de frecvenţă de 2000 Hz. Poziţia rotorului este sesizată prin tensiunea indusă în secundarele sesizoarelor, care prin intermediul punţilor redresoare din circuitul bazei comandă simultan intrarea în saturaţie a două tranzistoare, de exemplu T_1 şi T_6.

Înfăşurarea statorică a motorului este conectată în triunghi *A-B-C*, fiind alimentată succesiv funcţie de poziţia rotorului.

Diodele $D_1 - D_6$, „diode inverse", redau reţelei de c.c. energia înmagazinată în înfăşurările maşinii în situaţia comutării.

O schemă electrică mai completă a acestei maşini cuprinde circuite electronice care realizează inversarea sensului de rotaţie, menţinerea riguroasă a unei viteze impuse sau reglarea acesteia după o anumită lege prestabilită.

3.3.4. TRADUCTOARE DE POZIŢIE PENTRU *MECS*

Traductoarele de poziţie au rolul de a evalua poziţia relativă dintre stator şi rotor şi a furniza semnale de comandă care, ulterior, după amplificare, să comande starea de conducţie a ventilelor din schema de forţă a maşinii. Traductoarele de poziţie trebuie să îndeplinească următoarele cerinţe: raportul dintre valorile maxime şi minime ale semnalelor furnizate să fie cît mai mare, consumul propriu de energie să fie cît mai redus, dimensiuni cît mai mici, robusteţe ridicată în medii corozive şi la temperaturi ridicate, funcţionare sigură în condiţii de vibraţii, etc.

F o t o t r a d u c t o a r e l e utilizează elemente sensibile la lumină ca fotodiodele, fototranzistoarele sau fotorezistenţele. În principiu, aceste traductoare posedă o sursă de lumină (fascicul) care este un bec cu incandescenţă cu focalizator fix, iar în faţa fasciculului se plasează un disc rotitor, solidar cu rotorul, care prezintă fante avînd unghiul de deschidere funcţie de numărul de perechi de poli ai maşinii. Pe partea cealaltă a discului se plasează dispozitivul semiconductor sensibil la lumină. Semnalul obţinut, amplificat, se aplică ventilului corespunzător din schema de alimentare a maşinii. Utilizarea acestor traductoare este limitată datorită erorilor de temperatură care pot apărea în timpul funcţionării, precum şi complicaţiilor constructive a ansamblului sursă de lumină — disc cu fante — fotoelement.

T r a d u c t o a r e l e g a l v a n o m a g n e t i c e utilizează elemente magnetorezistive, magnetodiode sau generatoare Hall. Sînt caracterizate, în general,prin valori mici ale semnalului de ieşire, fiind necesare circuite de prelucrare a semnalelor, de cele mai multe ori complicate şi cu preţ de cost ridicat. Există o variantă la care se utilizează s e m i c o n d u c t o r i megnetici a căror rezistenţă electrică depinde de cîmpul magnetic. Prin faţa acestor semiconductori ficşi, conectaţi într-o schemă de comandă a bazei unui tranzistor, trec inelele magnetice solidare cu rotorul (de asemenea, cu magnet permanent), care influenţează starea de magnetizare a semiconductorilor în funcţie de poziţia rotorului; prin urmare, comandă tranzistoarele din schema de alimentare a motorului. Altă variantă utilizează magnetodiodele care au proprietatea că atunci cînd se află într-un cîmp magnetic puternic curentul lor scade la minim, iar în cîmp magnetic slab curentul creşte.

Dispozitivele sus-menţionate prezintă şanse de extindere în viitor în construcţia *MECS*.

Cea mai mare răspîndire în practică, din categoria acestor tipuri de traductoare, o are traductorul Hall. Aceste traductoare se plasează pe stator în poziţii cît mai apropiate de elementul mobil magnetizat, solidar cu rotorul. Generatorul Hall produce un semnal electric dependent de inducţia magnetică pe direcţia transversală în raport cu poziţia electrozilor. Aceste semnale, amplificate, comandă elementele invertorului. Fixarea traductoarelor Hall, executarea legăturilor electrice şi compensarea erorilor de temperatură sînt probleme care se rezolvă cu unele dificultăţi în practică.

T r a d u c t o a r e p i e z o e l e c t r i c e sînt traductoare noi care se speră să prolifereze în viitor. Elementul sensibil este un piezotranzistor, adică un tranzistor la care curentul de colector se modifică prin aplicarea unei forţe asupra bazei. Dacă se roteşte rotorul, sub forma unui magnet permanent, prin faţa unui magnet statoric, aflat în contact mecanic cu baza piezotranzistorului, atunci de fiecare dată cînd polul nord rotoric se află în faţa magnetului statoric, presupus cu polul nord orientat spre rotor, forţa de respingere care apare între magneţi comandă curentul prin piezotranzistor. Este posibilă comanda prin contact mecanic; astfel, dacă rotorul este cu poli aparenţi, proeminenţele sale pot acţiona asupra unei sonde, reţinută de un resort, încît forţa asupra sondei este transmisă bazei piezotranzistorului.[11]

T r a d u c t o a r e l e p a r a m e t r i c e i n d u c t i v e se caracterizează prin simplitate constructivă şi siguranţă în funcţionare. Dintre acestea mai răspîndite sînt cele de tip transformatoric. Sînt adaptabile la condiţiile de funcţionare a motoarelor privitoare la temperatură şi mediu. Una din variante o constituie traductorul cu transformator cu indus mobil. Miezul statoric sub forma literei E posedă pe coloana centrală o înfăşurare alimentată de la o sursă de c.a. Pe cele două coloane laterale se află două înfăşurări identice secundare legate în opoziţie, de la care se culege semnalul. Miezul în formă de *I*, care închide circuitul magnetic, are o zonă neferomagnetică; această armătură este solidară cu rotorul. Variaţia reluctanţei megnetice, atunci cînd rotorul se roteşte împreună cu armătura, conduce la apariţia unei tensiuni rezultante induse, secundare de valoare efectivă dependentă de poziţia rotorului, care comandă elementele invertorului.

În ultimul timp se impune tot mai frecvent condiţia alimentării *MECS* cu curenţi sinusoidali (nu dreptunghiulari). În aceste condiţii se utilizează ca traductoare de poziţie r e z o l v e r e l e , denumire sub care sînt cunoscute transformatoarele rotative (cap.8). Acestea sînt micromaşini cu o înfăşurare pe rotor alimentată în c.a. şi două înfăşurări pe stator aşezate în cuadratură. Rotorul, fiind solidar cu rotorul *MECS*, poziţia se va traduce prin mărimea semnalelor induse în cele două înfăşurări statorice. Tensiunile induse în înfăşurările statorice au valori efective proporţionale cu sinusul unghiului de poziţie, respectiv cosinusul acestui unghi luat în raport cu o referinţă. Legătura la rotor se face prin intermediul sistemelor perii-inele sau fără contacte alunecătoare, folosind sistemul transformator cu miez rotitor. Este indicată alimentarea rotorului la frecvenţă ridicată pentru a se reduce cît mai mult eroarea introdusă de viteză.

3.4. ECUAŢIILE ŞI CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE ALE *MECS*

3.4.1. EXPRESIA SIMPLIFICATĂ A CUPLULUI

O maşină cu comutaţie statică prezintă pe rotor o înfăşurare alimentată în curent continuu, iar pe stator m înfăşurări care sînt alimentate, după o lege impusă de poziţia şi viteza rotorului, printr-un comutator electronic. Se poate considera că la o anumită situaţie dată o fază a înfăşurării statorice este alimentată prin comutator cu un curent constant, deci maşina prezintă pe stator o înfăşurare parcursă de curentul i_D (fig. 3.15.a), iar pe rotor se găseşte tot o singură înfăşurare parcursă de curentul i_α. Pentru a deduce valoarea cuplului se va folosi expresia (2.97), valabilă la maşina primitivă $DQ - \alpha\beta$, la care curenţii i_Q şi i_β sînt nuli (lipsesc fazele Q-stator şi β rotor), adică:

$$m_{eo} = -M\sin\theta i_D i_\alpha \tag{3.6}$$

unde M este inductanţa maximă dintre cele două faze, statorică şi rotorică.

În cazul maşinii reale totdeauna unghiul dintre cele două înfăşurări este negativ, adică înfăşurarea rotorică rămîne permanent în urmă faţă de înfăşurarea statorică alimentată, luînd ca sens de referinţă sensul de rotaţie al rotorului (fig. 3.15.*b*). Dacă se ţine seama de numărul de perechi de poli ai maşinii, viteza de rotaţie a rotorului (viteza geometrică) este

$$\Omega = d\theta_g / dt = \frac{d}{dt}(\theta/p) = \frac{1}{p}\,d\theta/dt\,,\ \theta_g = \Omega\cdot t \tag{3.7}$$

S-a ţinut seama de faptul că unghiul electric θ este de p ori mai mare decît cel geometric θ_g. Practic unghiul geometric θ_g este unghiul de decalare a traductorului, adică unghiul de comandă a invertorului în raport cu poziţia axei înfăşurării rotorice.

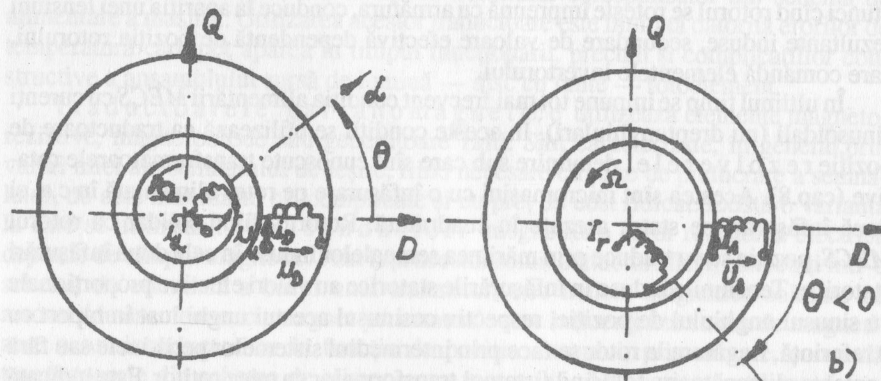


Fig. 3.15.

Înfăşurarea rotorică, parcursă de curentul $i_\alpha = I_r$ va crea un flux rotoric Φ_e proporţional cu I_r, $\Phi_e = c_1 I_r$. Înfăşurarea statorică este alimentată cu un curent continuu $i_D = I_s$.

Expresia (3.6) a cuplului instantaneu este aproximativ egală cu valoarea medie a cuplului maşinii, dacă numărul de faze statorice ale maşinii este destul de mare, iar comutarea acestor faze la sursa de c.c. se face fără întîrzieri ale curenţilor (la conectare şi deconectare)şi se păstrează permanent unghiul $\theta < 0$ (constant) între faza statorică alimentată şi înfăşurarea rotorică. Se va deduce expresia cuplului mediu în aceste c o n d i ţ i i i d e a l e, în plus se va considera cazul maşinii cu poli înecaţi, la care nu intervine şi cuplul de reluctanţă.

Pentru a obţine valoarea curentului I_s, în condiţiile cînd se cunoaşte tensiunea $u_s = U_s$, aplicată fazei statorului, se porneşte de la ecuaţia statorului:

$$U_s = R_s I_s + d\Psi_s/dt \tag{3.8}$$

unde Ψ_s este fluxul total statoric:

$$\Psi_s = L_s I_s + M_{sr} I_r,\quad M_{sr} = M\cos\theta \tag{3.9}$$

unde L_s este inductanţa proprie a fazei statorice, iar M_{sr} — inductanţa mutuală stator-rotor.

Se ţine seama că singura variabilă în raport cu timpul, din (3.9), este M_{sr} şi rezultă

$$\frac{dM_{sr}}{dt} = \frac{dM_{sr}}{d\theta}\cdot\frac{d\theta}{dt} = -M\sin\theta p\Omega = p\Omega M\sin\beta,\ \beta = |\theta| \tag{3.10}$$

S-a introdus unghiul β ca unghi de decalare în timp a semnalelor furnizate de traductorul de poziţie elementelor semiconductoare ale invertorului, totdeauna acest unghi arată avansul comenzii, deci este pozitiv în timp ce θ este negativ în expresia (3.6). Introducînd (3.10) în (3.8), se obţine:

$$U_s = R_s I_s + p\Omega M\sin\beta\cdot I_r = R_s I_s + k_e n\Phi_e\sin\beta, \tag{3.11}$$

unde s-au utilizat proporţionalităţile $\Omega = c\cdot n$ şi $I_r = c'_1\cdot\Phi_e$, n fiind viteza de rotaţie în rot/min.

Se deduce curentul statoric

$$I_s = \frac{U_s}{R_s} - \frac{k_e\Phi_e n\sin\beta}{R_s}, \tag{3.12}$$

care se introduce în rel. (3.6), unde $i_D = I_s$, $i_\alpha = I_r$, iar

$$MI_r = k_m\Phi_e \tag{3.13}$$

şi rezultă cuplul mediu

$$M_{eo} = m_{eo} = k_m\Phi_e\sin\beta\,\frac{U_s - k_e n\Phi_e\sin\beta}{R_s}. \tag{3.14}$$

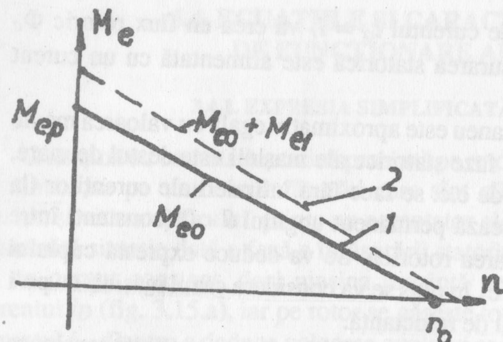


Fig. 3.16.

Expresia (3.14) a cuplului *MECS* ideale, cu număr mare (tinzînd la infinit) de faze statorice şi la care unghiul de comandă al traductorului este considerat constant, nu ţine seama de cuplul de reluctanţă care este proporţional cu pătratul curentului statoric şi care este pozitiv pentru unghiuri β uzuale.

Cu expresia (3.14) se poate trasa caracteristica mecanică a *MECS*, fig. 3.16. Dreapta 1 (a cuplului maşinii cu poli înecaţi) arată că la creşterea vitezei scade cuplul. Valoarea cuplului de pornire (pentru $n = 0$) este M_{ep}, iar viteza de mers în gol (pentru $M_{eo} = 0$) este n_0. Dreapta 2 reprezintă caracteristica mecanică pentru o maşină cu poli aparenţi, fiind situată deasupra dreptei 1.

3.4.2. REGLAJUL VITEZEI *MECS*

Se consideră caracteristica mecanică a *MECS* (3.14), din care se deduc expresiile acestor caracteristici în mărimi relative, prin raportarea cuplurilor, vitezelor, tensiunilor, fluxurilor rotorice, etc. la anumite mărimi de referinţă. Din această expresie se observă existenţa a trei posibilităţi de reglare a vitezei: prin tensiunea statorică U_s, prin fluxul rotoric Φ_e, prin modificarea poziţiei traductorului $\sin\beta$.

3.4.2.1. Reglajul vitezei prin variaţia tensiunii statorice

Se introduc: coeficientul de semnal în tensiune,

$$\lambda_u = U_s/U_{sN}, \tag{3.15}$$

unde U_{sN} este tensiunea statorică nominală; cuplul mediu relativ,

$$m_e = M_{eo}/M_{epN}, \tag{3.16}$$

unde M_{epN} este cuplul nominal de pornire (la $n = 0$); viteza relativă,

$$\nu = n/n_{oN}, \tag{3.17}$$

unde n_{oN} este viteza nominală de mers în gol (la $M_{eo} = 0$ şi $U_s = U_{sN}$).

Cuplul nominal de pornire se obţine pentru $U_s = U_{sN}$ şi $n = 0$ din relaţia (3.14). Rezultă

$$M_{epN} = \frac{U_{sN}}{R_s} k_m \Phi_e \sin\beta. \tag{3.18}$$

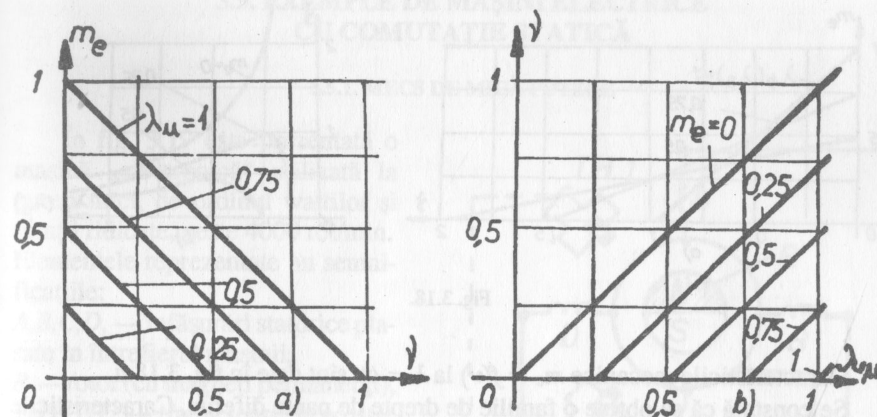


Fig. 3.17.

Viteza nominală de mers în gol este obţinută pentru $M_{eo} = 0$, $U_s = U_{sN}$, adică

$$n_{oN} = \frac{U_{sN}}{k_e \cdot \Phi_e \sin\beta}. \tag{3.19}$$

Împărţind expresia (3.14) prin M_{epN}, dat de (3.18), unde se introduc (3.15) — (3.19), se obţine caracteristica mecanică în valori relative:

$$m_e = \lambda_u - \nu \tag{3.20}$$

În fig. 3.17.a se prezintă caracteristicile mecanice $m_e = f(\nu)$ pentru diverşi λ_u =ct. Această familie de drepte paralele arată că *MECS* prezintă proprietăţi remarcabile de reglaj al vitezei prin modificarea tensiunii (comanda redresorului de alimentare a maşinii).

Pe baza ecuaţiei (3.20) se trasează şi caracteristicile de comandă $\nu = f(\lambda_u)$ pentru m_e = ct., adică $\nu = \lambda_u - m_e$, fig. 3.17 *b*. Şi în acest caz se obţine o familie de drepte paralele, similare cu cele de la maşinile de c.c. (cap.5).

3.4.2.2. Reglajul vitezei prin modificarea fluxului rotoric

Se introduce coeficientul de semnal în flux,

$$\lambda_\Phi = \Phi_e/\Phi_{eN}, \tag{3.21}$$

iar din expresia (3.14), unde $U_s = U_{sN}$ şi

$$M_{epN} = \frac{U_{sN}}{R_s} k_m \cdot \Phi_{eN} \sin\beta,\quad n_{oN} = \frac{U_{sN}}{k_e \cdot \Phi_{eN} \sin\beta}, \tag{3.22}$$

rezultă:

$$m_e = \lambda_\Phi - \lambda_\Phi^2 \nu \text{ şi } \nu = \frac{1}{\lambda_\Phi} - \frac{1}{\lambda_\Phi^2} \cdot m_e \tag{3.23}$$

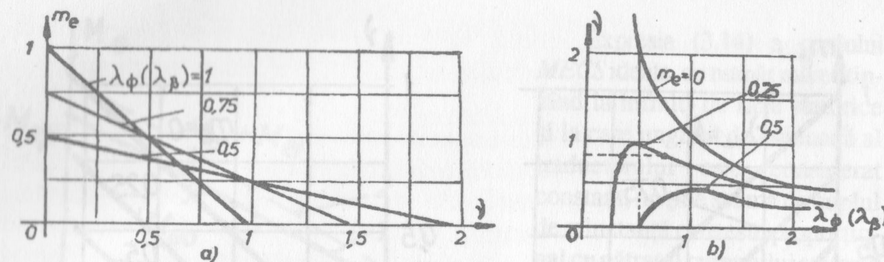


Fig. 3.18.

Caracteristicile mecanice $m_e = f(\nu)$ la λ = ct. sînt date în fig. 3.18.*a*.

Se constată că se obţine o familie de drepte de pante diferite. Caracteristicile $\nu = f(m_e)$ sînt cu atît mai căzătoare, cu cît fluxul este mai mic. Această comportare a maşinii nu este convenabilă în sistemele automate. Caracteristicile de comandă $\nu = f(\lambda_\Phi)$ sînt prezentate, pentru diverse cupluri constante m_e, în fig 3.18.*b*. Pentru $m_e \neq 0$ aceste caracteristici nu sînt univoce, fapt care constituie un dezavantaj esenţial la acţionările obişnuite în practică.

3.4.2.3 Reglajul vitezei prin modificarea unghiului traductorului

Se constată că în expresia (3.14) a cuplului, mărimea sinβ ocupă acelaşi loc ca şi fluxul Φ_e. Considerînd drept coeficient de semnal al decalării traductorului de poziţie rotorică

$$\lambda_\beta = \sin\beta/\sin\beta_N \quad (\sin\beta_N = 1)\,, \tag{3.24}$$

se obţin caracteristici mecanice şi de comandă în λ_β similare cu cele date de relaţiile (3.23). Pe baza lor se trasează dependenţele $m_e = f(\lambda_\beta)$ la λ_β = ct., respectiv $\nu = f(\lambda_\beta)$ la m_e = ct. Acestea sînt prezentate în fig. 3.18, unde λ_Φ este înlocuit cu λ_β.

Concluziile sînt cele prezentate în cazul reglajului prin flux rotoric.

Avînd în vedere cele de mai sus, care s-au referit totuşi la o *MECS* ideală, se poate trage concluzia că maşinile cu comutaţie electronică posedă calităţi deosebite de reglaj al vitezei prin modificarea tensiunii aplicate statorului, a fluxului rotoric şi a poziţiei traductorului rotoric, îmbinînd în mod avantajos calităţile maşinii de curent continuu cu cele ale maşinii sincrone.

3.5. EXEMPLE DE MAŞINI ELECTRICE CU COMUTAŢIE STATICĂ

3.5.1. MECS DE MICĂ PUTERE

În fig. 3.19 este prezentată o maşină „electronică" utilizată la puteri mici, de ordinul wattilor şi turaţii ridicate, peste 4000 rot/min. Elementele reprezentate au semnificaţiile:

A,B,C,D, — înfăşurări statorice plasate în întrefierul maşinii,
R — rotor (cu magneţi permanenţi),
*TH*1, *TH*2 — traductoare de poziţie tip Hall,
Tr.n. traductor de viteză rotorică cu diode,
DI — distribuitor de impulsuri,
CS — comutator static,
Rn — regulator de turaţie,
RF — regulator final (cuprinzînd de fapt un regulator de curent),
n^* — viteză prescrisă.

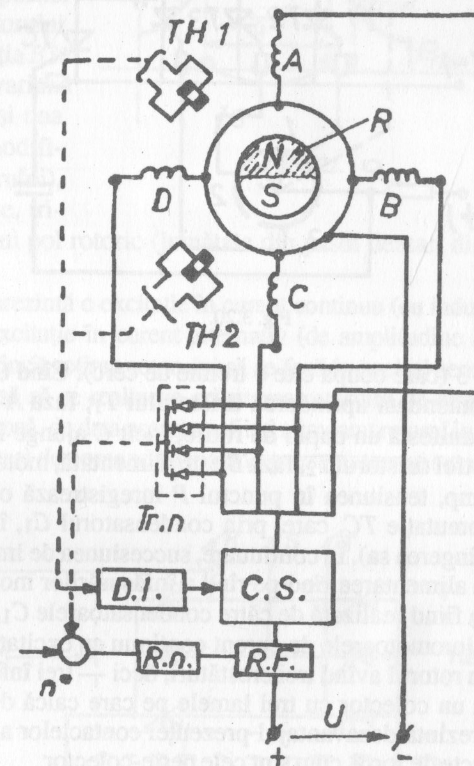


Fig. 3.19.

Aceste motoare se folosesc la unele acţionări pretenţioase, ca de exemplu la perifericele calculatoarelor şi în tehnica înregistrării şi redării sunetelor. Rotorul posedă un magnet permanent, iar statorul cuprinde patru bobine plasate în întrefier, faptul acesta creează unele avantaje tehnologice şi totodată la frecvenţe mari de alimentare pierderile în fier nu sînt semnificative. De asemenea, cuplurile datorate crestării miezului nu mai apar, iar reactanţele de comutaţie sînt mici, ceea ce simplifică partea de comandă a motorului. Înfăşurările statorice *A, B, C, D* sînt alimentate succesiv de la comutatorul static, *CS*, care primeşte impulsuri de comandă de la traductoarele de poziţie *TH*1, *TH*2 (generatoare Hall). Turaţia maşinii este sesizată de *Tr. n*, care evaluează cu ajutorul diodelor tensiunea indusă, de rotaţie, în fazele statorice. Varierea vitezei se face cu regulatorul *Rn*, iar controlul curentului este asigurat de *RF*. Pentru puteri mai mari este necesară compensarea efectelor temperaturii asupra generatoarelor Hall, de aceea este indicată o schemă de sesizare a fazei tensiunii induse de generatoare, nu amplitudinea lor, care este influenţată de temperatură. [11.18]

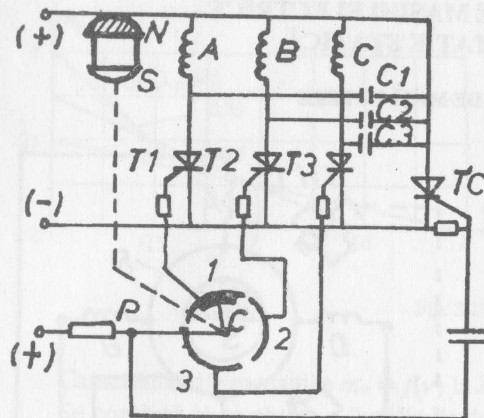


Fig. 3.20.

Maşinile electronice realizate după schema principială din fig. 3.19 au următoarele caracteristici: — tensiuni nominale 12 V — 24 V; turaţie 6000 rot/min.; cuplu nominal 0,2 — 20 Ncm; curenţi 0,3 — 2,8 A; randament 0,3 — 0,75; masă 0,07 — 1,5 kg; puteri nominale 1,25 — 125 W.

În fig. 3.20 se prezintă o altă variantă de *MECS* de mică putere care posedă trei înfăşurări statorice *A, B, C* şi un rotor cu magnet permanent. Acest motor porneşte din orice poziţie a rotorului. Rotorul prezintă un contact mobil *C* care glisează pe sectoarele circulare 1, 2, 3 (care ocupă cîte o treime de cerc). Cînd *C* se află în contact cu sectorul 1, este comandată aprinderea tiristorului T_1; faza *A* fiind alimentată, asupra rotorului se manifestă un cuplu de rotire, încît *C* ajunge în contact cu sectorul 2. Se comandă astfel tiristorul T_2, faza *B* este alimentată, motorul continuînd rotirea. Dar, în acelaşi timp, tensiunea în punctul *P* înregistrează o descreştere sesizată la tiristorul de comutaţie *TC*, care, prin condensatorul C_1, întrerupe curentul prin T_1 (ducînd la stingerea sa). În continuare, succesiunea de impulsuri furnizate de contactul *C* duce la alimentarea rînd pe rînd a înfăşurărilor motorului, stingerea tiristoarelor T_1, T_2, T_3 fiind realizată de către condensatoarele C_1, C_2, C_3. Acest motor se aseamănă cu micromotoarele de curent continuu cu excitaţie statorică prin magneţi permanenţi, cu rotorul avînd trei crestături, deci — trei înfăşurări, capetele acestora fiind legate la un colector cu trei lamele pe care calcă două perii [11]. Motorul din fig. 3.20 prezintă dezavantajul prezenţei contactelor alunecătoare, dar acestea nu sînt contacte de forţă, cum sînt cele perie-colector de la micromotorul cu 3 lamele, ci sînt contacte parcurse de curenţi de comandă. Acest dezavantaj se elimină prin folosirea altor tipuri de traductoare: inductive, magnetorezistive, fototraductoare, etc.

3.5.2 MECS DE MEDIE PUTERE

a) În fig. 3.21 este prezentată o maşină de reluctanţă de medie putere, la care se elimină contactele alunecătoare necesare alimentării rotorului în c.c. Pentru excitare se utilizează o bobină de excitaţie statorică, *IE*, concentrată în jurul polilor aparenţi statorici.

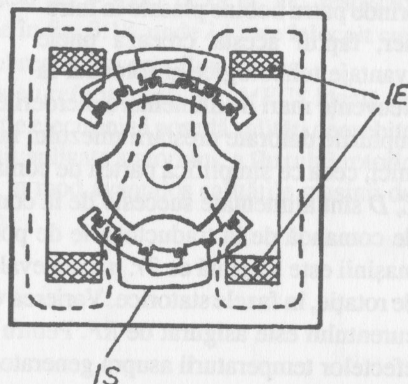


Fig. 3.21.

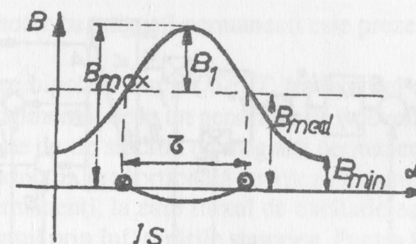


Fig. 3.22.

Rotorul este sub forma a trei poli, fiind construit din tole de ferosiliciu. Înfăşurarea statorică, *IS*, trifazată, este plasată în crestăturile deschise ale polilor statorici. Datorită configuraţiei rotorului, atunci cînd acesta se roteşte, inducţia *B* în întrefier într-un punct oarecare variază între o valoare maximă — B_{max} şi una minimă — B_{min}, aceasta datorită modificării reluctanţei (mărimii întrefierului), fig. 3.22. Pasul înfăşurării statorice, trifazate, τ, se ia egal cu lăţimea unui pol rotoric (jumătate din pasul dentar, dintre axele a doi poli).

Se poate considera că maşina prezintă o excitaţie în curent continuu (cu inducţia B_{med}) peste care se suprapune o excitaţie în curent alternativ (de amplitudine B_1). Comutarea fazelor *IS* se face astfel încît rotirea rotorului să se facă în acelaşi sens, la fiecare comutare a unei faze la sursă să se realizeze orientarea rotorului pe direcţia convenabilă, ca la orice maşină sincronă, de data aceasta nefiind alimentat rotorul în c.c.

Schema electrică de alimentare şi de comandă a maşinii prezentate mai sus este dată în fig. 3.23.

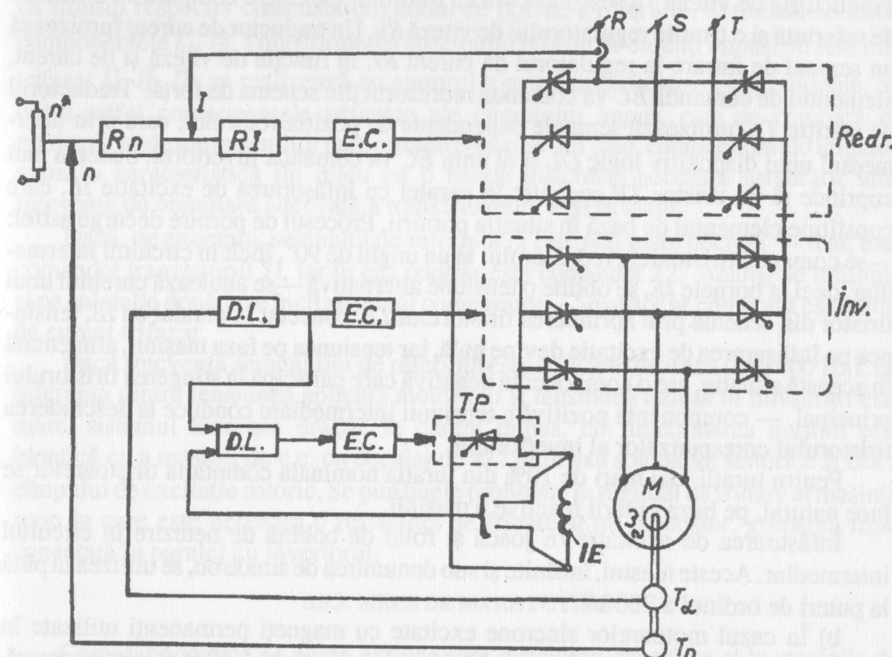


Fig. 3.23.

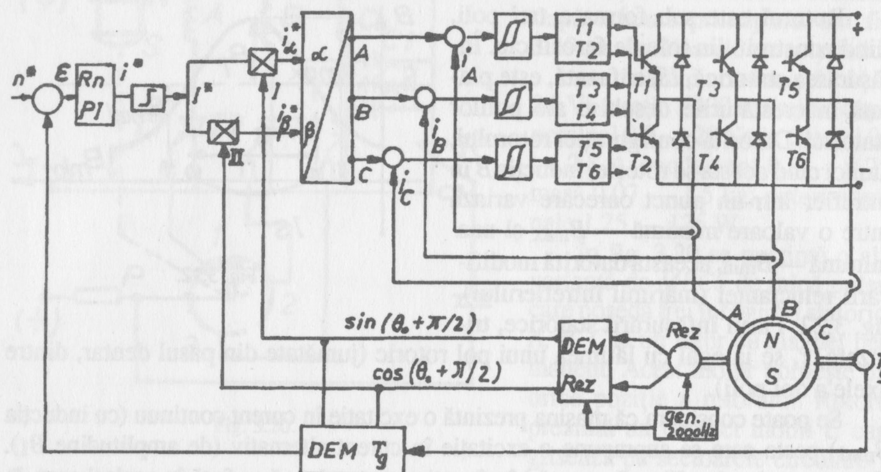


Fig. 3.24.

Schema de forţă cuprinde un redresor şi un invertor, ambele avînd posibilităţi de comandă. Înfăşurarea de excitaţie *IE* este înseriată pe circuitul de alimentare. Traductorul de viteză *Tn* sesizează viteza rotorului, pe care o compară cu o valoare de referinţă şi o trimite regulatorului de viteză *Rn*. Un traductor de curent furnizează un semnal de intrare la regulatorul de curent *RI*. În funcţie de viteză şi de curent, elementul de comandă *EC* va comanda redresorul din schema de forţă. Traductorul de poziţie T_α furnizează semnale dependente de poziţia rotorului, care prin intermediul unui dispozitiv logic *DL* şi al unui *EC* va comanda invertorul. Schema mai cuprinde şi un tiristor *TP* conectat în paralel cu înfăşurarea de excitaţie *IE*, care constituie elementul de bază în situaţia pornirii. Procesul de pornire decurge astfel: —se comandă tiristoarele redresorului la un unghi de 90°, încît în circuitul intermediar, deci la bornele *IE*, se obţine o tensiune alternativă —se anulează curentul unui tiristor din schemă prin aprinderea tiristorului *TP*, conectat în paralel cu *IE*, tensiunea pe înfăşurarea de excitaţie devine nulă, iar tensiunea pe faza maşinii, alimentată în această situaţie, are o componentă negativă care participă la stingerea tiristorului principal, — componenta pozitivă a tensiunii intermediare conduce la deschiderea tiristorului corespunzător al invertorului.

Pentru turaţii mai mari de 10% din turaţia nominală comutaţia tiristoarelor se face natural, pe baza puterii reactive a maşinii.

Înfăşurarea de excitaţie *IE* joacă şi rolul de bobină de netezire în circuitul intermediar. Aceste maşini, întîlnite şi sub denumirea de simotron, se utilizează pînă la puteri de ordinul a 200 kW.

b) În cazul motoarelor sincrone excitate cu magneţi permanenţi utilizate în aplicaţii de mare performanţă, cu gamă de reglaj al vitezei 1:10.000, este necesară, în una din variante, o schemă de alimentare care permite generarea pe cale analogică a curenţilor sinusoidali în înfăşurări. [12]

O acţionare de medie putere a unui motor cu magneţi permanenţi este prezentată în fig. 3.24.

Invertorul este realizat cu tranzistoare bipolare sau *MOSFET*, traductorul de poziţie este de tip rezolver — Rez şi este alimentat de la un generator de frecvenţă mare — 2000 Hz, traductorul de viteză este de tip sincron cu magneţi permanenţi şi furnizează o tensiune rezultantă fără ondulaţii, proporţională cu viteza maşinii.

La motoarele excitate cu magneţi permanenţi, la care fluxul de excitaţie este constant, cuplul este proporţional cu curentul prin înfăşurările statorice. Pentru un curent impus, cuplul nu depinde de viteză, deci pentru reglarea vitezei trebuie să se ţină seama de echilibrul dinamic al sistemului de acţionare. De aceea se impune folosirea unui traductor de viteză, iar prin regulatorul de viteză se impune de fapt valoarea de referinţă a curentului statoric al maşinii.

Poziţia rotorului este sesizată cu ajutorul regulatorului, ale cărui ieşiri se aplică la un demodulator *DEM* R_{ez}, care furnizează semnale proporţionale cu sinusul, respectiv cosinusul unghiului de poziţie. Aceste semnale se transmit, pe de o parte, demodulatorului tahogeneratorului *DEM Tg* care furnizează un semnal proporţional cu viteza, iar pe de altă parte, multiplicatoarelor *I* şi *II*. Semnalul proporţional cu viteza este comparat cu viteza prescrisă, iar eroarea se aplică regulatorului de viteză *Rn*, de tip *PI*, la a cărui ieşire se obţine astfel curentul impus care se aplică unui element limitator. Curentul impus I^* este multiplicat cu componentele proporţionale cu sinusul respectiv cosinusul unghiului de poziţie a rotorului, obţinîndu-se astfel componentele I^*_α, I^*_β. Transformarea sistemului bifazat de curenţi impuşi, în sistemul trifazat I^*_A, I^*_B, I^*_C, se realizează cu ajutorul a patru amplificatoare operaţionale. Se obţin astfel componentele trifazate ale curentului impus, care se compară cu mărimile reale ale curenţilor care circulă prin cele trei faze, comparatoarele utilizate avînd o caracteristică tip releu cu o bandă histerezis necesară asigurării unei frecvenţe de comutare adecvată a tranzistoarelor invertorului.

Dacă, de exemplu, semnalul de referinţă I^*_A este mai mare decît I_A — real, este comandat tranzistorul *T1*, iar în caz contrar este comandat *T2*. Analog se întîmplă şi pe celelalte două faze încît sistemul comparator — invertor se comportă ca o sursă de curent trifazat.

Dacă frecvenţa semnalului de referinţă este suficient de mică (sub 400 Hz), iar diferenţa dintre tensiunea aplicată motorului şi tensiunea indusă în înfăşurări este mare, sistemul lucrează practic la curent impus, iar funcţionarea maşinii este identică cu a maşinii de c.c. cu decalaj de $\pi/2$ între axa solenaţiei statorice şi cea a cîmpului de excitaţie rotoric. Se pun unele probleme în regimul de frînare al maşinii, scop în care este necesară o rezistenţă de frînare şi un tranzistor, gruparea fiind conectată în paralel cu invertorul.

3.5.3. MECS DE MARE PUTERE

Comutaţia statică se poate extinde fără dificultăţi deosebite şi la maşinile de mare putere şi viteză redusă. Este cunoscută o maşină de 6,4 MW utilizată la acţionarea directă a tamburului unei mori de ciment care permite obţinerea unei

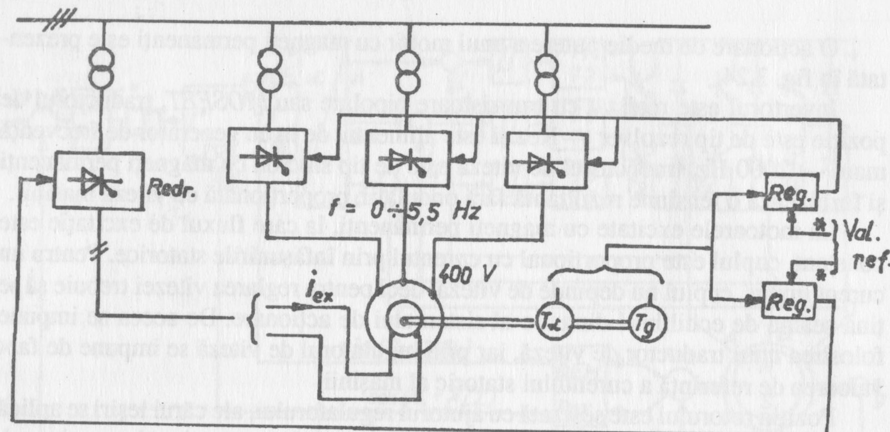


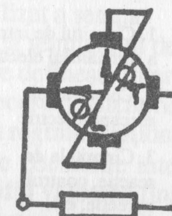
Fig. 3.25.

viteze de 13-15 rot/min., nemaifiind necesară folosirea unui reductor mecanic. Maşina posedă un stator în formă de inel, care înconjoară rotorul sub forma unei coroane cu 44 poli proeminenţi, pe care se află bobinele de excitaţie. Schema de acţionare simplificată a acestui motor este prezentată în fig.-3.25.

Statorul motorului este alimentat prin intermediul a trei invertoare, cîte unul pe fiecare fază, iar rotorul este alimentat printr-un redresor comandat. Semnalele de la traductoarele de poziţie şi de viteză permit comanda în stator cît şi în rotor, schema în ansamblu realizează: reglarea frecvenţei tensiunii de alimentare în stator, obţinerea unor forme de tensiune statorică sinusoidale, reglarea curenţilor în înfăşurări, reglarea unghiului dintre solenaţiile statorice şi rotorice. Frecvenţa de alimentare a statorului maşinii este cuprinsă între 0 şi 5,5 Hz. Chiar dacă maşina are caracterul de motor sincron, schema realizează condiţii de pornire apropiate motorului de c.c., curenţii de pornire fiind menţinuţi la valori mai mici decît curentul nominal.

CAPITOLUL 4

MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE



4.1. GENERALITĂŢI

Maşinile electrice amplificatoare (*MEA*), denumite şi amplificatoare rotative, sînt maşini de curent continuu speciale folosite în scopul amplificării unor semnale de c.c. de putere foarte mică în comparaţie cu puterea semnalelor de la ieşire. *MEA* funcţionează în regim de generator, amplificarea puterii electrice realizîndu-se pe seama puterii mecanice furnizate de un motor de antrenare.

Structura unei *MEA* este prezentată în fig. 4.1.

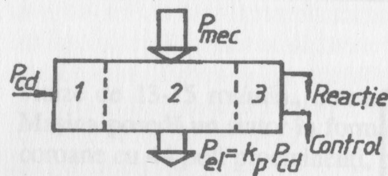


Fig. 4.1.

1. Circuitul de intrare a semnalului electric
2. Convertorul mecano-electric
3. Circuitele de reacţie, control, corecţie, etc.

MEA se caracterizează, de obicei, prin factorul de amplificare în putere $k_P (k_P = P_{el}/P_{cd})$ şi constanta de timp (*T*) (care apreciază viteza de răspuns a maşinii la excitaţia primită prin circuitul de comandă). Ca o sinteză a performanţelor se defineşte factorul de amplificare dinamic:

$$k_D = \frac{k_P}{T} \tag{4.1}$$

Factorul k_P se defineşte ca produs dintre factorul de amplificare în tensiune şi factorul de amplificare în curent:

$$k_P = k_U k_I, \; k_U = \frac{U_e}{U_i}, \; k_I = \frac{I_e}{I_i} \tag{4.2}$$

unde s-au utilizat indicii „*i*" şi „*e*" pentru „intrare" şi, respectiv, „ieşire".

Amplificatoarele rotative introduc în sistemul de reglare constante de timp electromagnetice (ale circuitelor inductive) precum şi constante de timp electromecanice (ale circuitelor şi elementelor cu inerţie mecanică).

Performanţele acţionărilor electromecanice în care intervin *MEA* se deduc din analiza unui sistem de ecuaţii integro-diferenţiale neliniare, care în anumite condiţii simplificatoare devin liniare, permiţînd astfel o rezolvare analitică, aproximativă.

În analiza regimului dinamic al sistemelor automate se utilizează funcţia de transfer, care se defineşte, după cum se ştie, ca raport între transformata Laplace $L(\varepsilon)$ a funcţiei $\varepsilon(t)$ — mărime de ieşire şi transformata Laplace $L(\eta)$ a funcţiei $\eta(t)$ — mărimea de intrare. Adică:

$$F(s) = \frac{L(\varepsilon)}{L(\eta)} = \frac{E(s)}{I(s)}, \; E(s) = L(\varepsilon); \; I(s) = L(\eta);$$
$$L(\gamma) = \int_0^\infty \gamma(t) \cdot e^{-st} dt \tag{4.3}$$

O *MEA* intervine într-un sistem automat printr-o schemă bloc, fig. 4.2, caracterizată printr-o funcţie de transfer, a cărei expresie se cere determinată.

În regim dinamic, se utilizează caracterizarea performanţelor *MEA* prin următoarele mărimi:

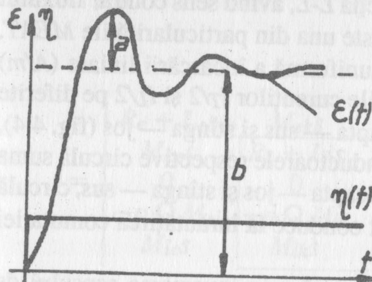


Fig. 4.2.

— Suprareglarea, care exprimă stabilitatea relativă a maşinii, ca valoare a raportului dintre amplitudinea primei semiperioade şi amplitudinea din regimul stabilizat a semnalului de ieşire, după modificarea semnalului de intrare (*a/b*, în fig. 4.3).

— Timpul de stabilire, care defineşte intervalul necesar, pentru ca în vecinătatea noului regim stabilizat, procesul tranzitoriu să se încadreze între limitele date (de obicei ± 5% sau ± 2% din regimul staţionar).

— Timpul de creştere, care constituie intervalul de timp în care mărimea de ieşire creşte de la 10% la 90% din valoarea finală.

Maşinile electrice amplificatoare se realizează la puteri unitare destul de mari, de la ordinul zecilor de W la zeci de kW, posedă factori de amplificare în putere mari, de ordinul $10^4 - 10^5$, au sensibilitate redusă la variaţiile tensiunii reţelei de alimentare, timpul de intrare în funcţiune la parametrii nominali este redus. Între dezavantajele pe care le au aceste maşini intră cele care decurg din prezenţa colectorului, cheltuieli de întreţinere ridicate, existenţa pierderilor mecanice prin frecări şi ventilaţie. Aceste dezavantaje au condus la o micşorare, în ultimul timp, a ariei de utilizare în practică. În general, se utilizează ca surse de alimentare a unor motoare de c.c. în acţionări din industria metalurgică, a lemnului, tehnică militară, etc. [1]

Fig. 4.3.

4.2. MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL (MEAT)

4.2.1. CONSTRUCŢIA ŞI FUNCŢIONAREA MEAT

MEAT sînt maşini de c.c. care posedă pe colector două perechi de perii pentru fiecare pereche de poli. Periile din axa polilor se numesc longitudinale *L-L*, iar cele

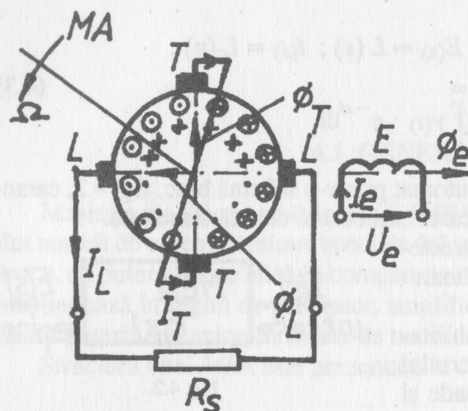


Fig. 4.4.

din axa neutră — transversale T-T, fig. 4.4. Periile din axa transversală sînt conectate în scurtcircuit (în anumite situații pot fi conectate pe o sarcină sau pe o înfășurare statorică).

Funcționarea *MEAT* are la bază tocmai apariția cîmpului magnetic transversal.[19] Fluxul de excitație Φ_e creat de înfășurarea E, din axa longitudinală a mașinii, induce în conductoarele indusului, care se rotește cu viteza unghiulară Ω, tensiuni, care crează prin conductoare curentul I_T avînd sensurile indicate în interiorul cerculețelor (care reprezintă de fapt conductoarele rotorice). Indusul, parcurs de curentul $I_T/2$ (curentul printr-o cale de curent este $I_T/2a = I_T/2$), creează un cîmp transversal Φ_T. Față de acest cîmp transversal, mașina, avînd periile L-L, va lucra ca un generator de c.c. conectat pe sarcina R_s, iar sensurile curenților (care circulă prin aceleași conductoare ale indusului) sînt prezentate în afara cerculețelor plasate pe rotor. Curenții care circulă prin periile L și prin conductoarele indusului (de mărime $I_L/2$) creează un cîmp magnetic orientat pe direcția L-L, avînd sens contrar fluxului de excitație Φ_e, tinzînd să-l anuleze. Aceasta este una din particularitățile *MEAT*. A doua particularitate constă în distribuirea neuniformă a încărcării liniare (A/m) pe periferia indusului. Astfel, observînd sensurile curenților $I_T/2$ și $I_L/2$ pe diferite zone ale indusului, se constată că în zonele dreapta — sus și stînga — jos (fig. 4.4), cei doi curenți au aceleași sensuri, deci prin conductoarele respective circulă suma curenților, $(I_T + I_L)/2$, iar prin celelalte zone, dreapta — jos și stînga — sus, circulă diferența acestor curenți $(I_T - I_L)/2$. Acest fapt conduce la înrăutățirea comutației și la un regim termic dezavantajos.

Altă particularitate a *MEAT* constă în faptul că prin inversarea sensului de rotație a rotorului, nu se inversează și curentul de sarcină, așa cum se întîmplă la generatoarele de c.c. cu excitație separată. Explicația este următoarea: schimbînd sensul de rotație, se inversează polaritatea tensiunii induse la periile T — T, deci sensul curentului I_T se inversează, iar fluxul Φ_T este orientat invers, deci polaritatea tensiunii la periile L — L este aceeași, întrucît s-a schimbat și sensul cîmpului transversal și sensul de rotație a indusului.

Ținînd seama de prezența și efectele fluxului de reacție longitudinal, Φ_L, *MEAT* pot fi compensate (fig. 4.5.*a*) sau necompensate (fig. 4.5.*b*).

De fapt, diferența esențială dintre aceste tipuri de mașini se constată în alura caracteristicilor externe (fig. 4.5.*c*). Mașinile compensate critic ($k = 1$, $k = \Phi_k/\Phi_L$) au o caracteristică $U_s = f(I_s)$ reprezentată printr-o dreaptă paralelă cu axa absciselor, apropiindu-se de cea a unui generator ideal de tensiune, iar mașinile

necompensate au o caracteristică apropiată de a unui generator ideal de curent (curba *b* din fig. 4.5.*c*).

4.2.2. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE A MEAT

Se consideră o *MEAT* care cuprinde pe stator: două înfășurări în axa longitudinală, una de comandă (excitație), mărimile sale intervin cu indicele e, și o înfășurare de compensație — indice k, precum și o înfășurare în axa transversală (de reacție, de exemplu) — indice q. Pe rotor se află două perechi de perii în cele două axe, L — L și T — T. Dacă i_l este curentul prin rezistența de sarcină R_s, ținînd seama de faptul că mașina este în regim de generator numai referitor la acest circuit, rezultă că între periile L — L curentul va fi $-i_l$ (fig. 4.6).

Curentul de sarcină i_l circulă prin înfășurarea de compensație, dar în unele cazuri se reglează valoarea acestuia, utilizînd un rezistor în paralel cu înfășurarea k. De aceea se va considera că prin înfășurarea k circulă un curent i_k (egal în particular cu i_l).

Ecuațiile, în valori instantanee, ale *MEAT* din fig. 4.6. se scriu, utilizînd ecuațiile mașinii electrice generalizate (2.85), cu diferența că matricea impedanțelor va cuprinde cinci linii și cinci coloane, adică:

$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_k \\ u_q \\ u_t \\ u_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e + L_e s & M_{ek} s & 0 & 0 & M_{el} s \\ M_{ke} s & R_k + L_k s & 0 & 0 & M_{kl} s \\ 0 & 0 & R_q + L_q s & M_{qt} s & 0 \\ -p\,\Omega\, M_{el} & -p\,\Omega\, M_{kl} & M_{tq} s & R_t + L_t s & -p\,\Omega\, L_l \\ M_{le} s & M_{lk} s & p\,\Omega\, M_{qt} & p\,\Omega\, L_t & R_l + L_l s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ i_k \\ i_q \\ i_t \\ -i_l \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Dacă ne referim la înfășurările k și q statorice și la cele două perechi de perii din axele L — L, T — T, se obține ecuația matricială (2.85), avînd patru linii și patru

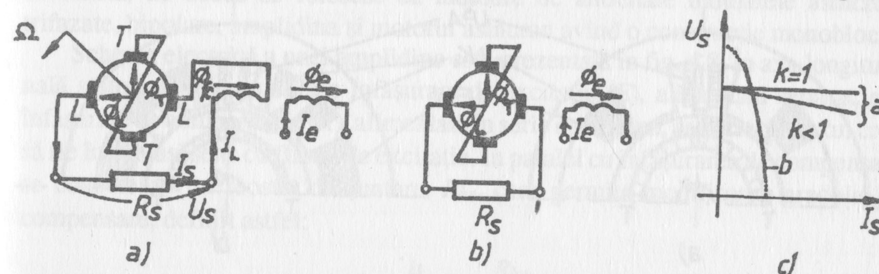


Fig. 4.5.

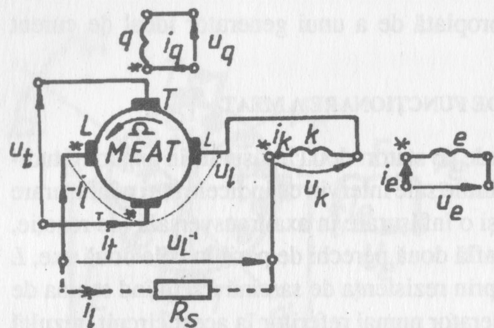


Fig. 4.6.

coloane, în care mărimile posedă doar indici schimbaţi, adaptaţi la noile notaţii (în ecuaţia 4.4. s-au introdus într-un chenar matricile respective). Apariţia unei noi înfăşurări statorice *e*, coaxială cu înfăşurarea *k*, conduce la introducerea unei noi linii şi a unei noi coloane, în care se utilizează parametrii corespunzători ai înfăşurării cu indice e inclusiv a inductanţelor mutuale respective şi în mod deosebit a inductanţei, $M_{ek} = M_{ke}$, de cuplaj între cele două înfăşurări coaxiale. Totodată s-a introdus şi pulsaţia corespunzătoare vitezei unghiulare rotorice, $\omega_R = p \cdot \Omega$, unde *p* este numărul de perechi de poli ai maşinii.

Cu ajutorul ecuaţiei matriciale (4.4) se poate analiza funcţionarea *MEAT* în regim dinamic.

Ecuaţiile *MEAT* în regim staţionar se pot obţine, dacă în (4.4) se introduc, în locul valorilor instantanee ale tensiunilor şi curenţilor, valorile de regim permanent ale acestora (mărimi continue), iar operatorul $s = d/dt$ devine 0. Prezintă interes expresia caracteristicii externe a maşinii şi modificarea alurii acestei dependenţe în funcţie de mărimea factorului de compensare, care poate fi modificat practic.

4.2.3. AMPLIDINA

Amplidina este o *MEAT* compensată, utilizată în instalaţii de automatizare ca amplificator de putere, avînd $k_p = 10^4 - 10^5$.

4.2.3.1. Construcţia, ecuaţiile de funcţionare a amplidinei

Din punct de vedere al construcţiei există două variante de amplidine: cu poli aparenţi şi cu poli înecaţi (fig. 4.7.*a* şi *b*).[20]

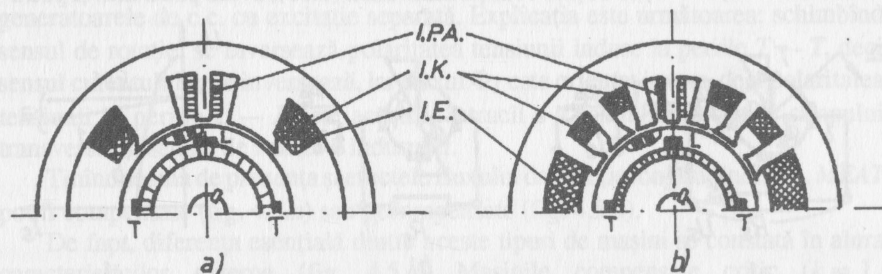


Fig. 4.7.

În varianta cu poli aparenţi (fig. 4.7.*a*) polul principal, de excitaţie, este secţionat în doi semipoli, întrucît în centrul acestuia trebuie introduşi şi poli auxiliari, pentru îmbunătăţirea comutaţiei.

Înfăşurările polilor auxiliari (*IPA*) se conectează în serie cu circuitul de sarcină (*L*—*L*). Înfăşurările de compensaţie *IK* şi de excitaţie (comandă) *IE* sînt dispuse concentrat, înconjurînd cei doi semipoli principali.

Fig. 4.8.

În cealaltă variantă, cu poli înecaţi (fig. 4.7.*b*), statorul prezintă crestături, în zona periilor *L*—*L* se plasează polii auxiliari; înfăşurările de compensaţie sînt distribuite în crestături, iar înfăşurările de excitaţie (de comandă) sînt concentrate în crestături mari plasate în axa transversală a maşinii.

Intrefierul se ia cît mai mic posibil. Reducerea întrefierului este limitată pe de o parte din considerente mecanice, iar pe de altă parte din considerente privitoare la distorsiunile admisibile ale fluxului, avînd în vedere compensarea concentrată a acestuia, în varianta constructivă din fig. 4.7.*a*.

Amplidinele cu poli înecaţi au un întrefier mai mic, solenaţia de comandă fiind mai eficientă. În axa transversală se dispun uneori şi înfăşurări de reacţie (pentru întărirea cîmpului transversal) sau înfăşurări de stabilizare, amortizare, etc. Orice amplidină are minimum două înfăşurări de excitaţie (comandă), o înfăşurare de compensaţie şi o înfăşurare de comutaţie (*IPA*).

Indusul amplidinelor este similar cu al unei maşini clasice de c.c. pentru acelaşi număr de poli. De obicei amplidinele se construiesc cu o singură pereche de poli, mai rar cu 2 sau mai multe perechi de poli. Caracteristicile de funcţionare a amplidinei pot fi modificate şi prin decalarea sistemului de perii (de exemplu, deplasarea periilor în sensul de rotaţie duce la obţinerea unor căderi de tensiune mai mari în sarcină), de aceea este necesară respectarea sensului de rotaţie recomandat de constructor. Rotorul amplidinei este rotit, de cele mai multe ori, cu viteză aproape constantă, de aceea se folosesc ca motoare de antrenare motoarele asincrone trifazate, bipolare, amplidina şi motorul asincron avînd o construcţie monobloc.

Schema electrică a unei amplidine este prezentată în fig. 4.8. În axa longitudinală statorică se consideră o înfăşurare de excitaţie (*E*), alimentată separat, şi o înfăşurare de compensaţie (*K*), alimentată în serie cu sarcina, astfel încît fluxul creat să fie în acelaşi sens cu fluxul de excitaţie. În paralel cu înfăşurarea de compensaţie se conectează un reostat de şuntare, R_{ks}, care permite modificarea gradului de compensare, definit astfel:

$$k = \frac{i_k}{i_l} = \frac{R_{ks}}{R_{ks} + R_k}, \qquad (4.5)$$

unde R_k este rezistenţa înfăşurării de compensaţie. Pentru a se obţine un flux transversal cît mai mare, periile transversale se leagă în scurtcircuit, $u_t = 0$. Amplidina este considerată ca un amplificator în două etaje: fluxul de excitaţie induce la periile transversale o tensiune, curentul prin înfăşurarea indusului produce un flux transversal puternic. Acest flux induce la periile $L - L$ o tensiune, stabilindu-se astfel prin circuitul de sarcină, de ieşire, un curent i_l. Puterea în circuitul de ieşire este mult mai mare decît puterea în circuitul de intrare, de excitaţie.

Ecuaţiile amplidinei se deduc din ecuaţiile *MEAT* (4.4), din care se renunţă la linia a treia şi coloana a treia (lipseşte înfăşurarea statorică cu indicele *q*). Se obţine astfel ecuaţia matricială

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_k \\ 0 \\ u_l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e + L_e s & M_{ek} s & 0 & M_{el} s \\ M_{ke} s & R_k + L_k s & 0 & M_{kl} s \\ -p\,\Omega\,M_{el} & -p\,\Omega\,M_{kl} & R_t + L_t s & -p\,\Omega\,L_l \\ M_{le} s & M_{lk} s & p\,\Omega\,L_t & R_l + L_l s \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_e \\ i_k \\ i_t \\ -i_l \end{vmatrix} \tag{4.6}$$

Pentru a obţine tensiunea de ieşire, la bornele sarcinii se mai adaugă relaţia

$$u_L = u_l - u_k \tag{4.7}$$

De asemenea se ţine seama şi de relaţia (4.5), adică $i_k = k i_l$.

Pe baza ecuaţiilor (4.6), (4.7) şi (4.5), se poate analiza funcţionarea amplidinei în regim dinamic.

În regim staţionar, ecuaţiile amplidinei devin:

$$\begin{vmatrix} U_e \\ U_k \\ 0 \\ U_l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_k & 0 & 0 \\ -p\,\Omega\,M_{el} & -p\,\Omega\,M_{kl} & R_t & -p\,\Omega\,L_l \\ 0 & 0 & p\,\Omega\,L_t & R_l \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_e \\ I_k \\ I_t \\ -I_l \end{vmatrix}, \tag{4.8}$$

$$I_k = k I_l$$

ecuaţii obţinute prin particularizarea ecuaţiilor în regim dinamic, adică $s = 0$, şi prin trecerea de la mărimi variabile la mărimi constante (notate cu litere mari).

4.2.3.2. Caracteristicile de funcţionare a amplidinei în regim staţionar

C a r a c t e r i s t i c a d e m e r s î n g o l a amplidinei reprezintă dependenţa tensiunii la periile $L - L$, de curentul de excitaţie, în situaţia funcţionării la gol, $I_l = 0$. Această dependenţă $U_{Lo} = f(I_e)$ pentru o variaţie lentă a curentului de excitaţie, însoţită şi de inversarea sensului, este prezentată în fig. 4.9 curba 1. Periile transversale sînt conectate în scurtcircuit. Această caracteristică prezintă un histerezis mai lat în comparaţie cu o maşină de c.c. clasică (curba 2 din aceeaşi figură), explicaţia constă în existenţa celor două etaje de amplificare. Pentru amplidinele utilizate în sisteme automate se impun unele măsuri practice care să diminueze

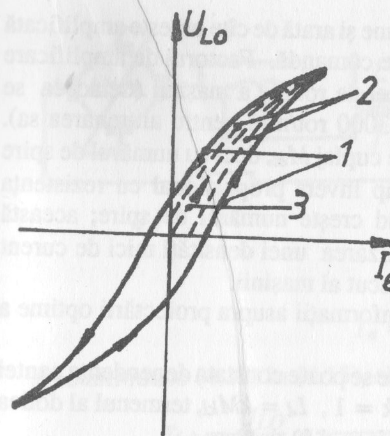


Fig. 4.9.

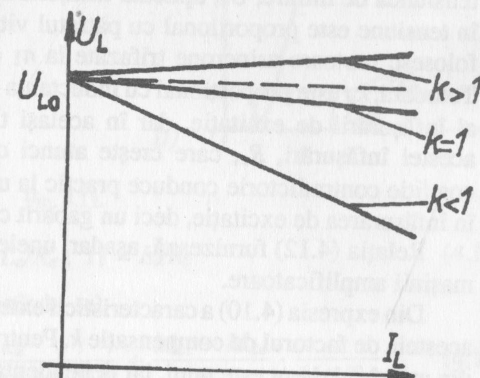


Fig. 4.10.

lăţimea ciclului de histerezis (corectoare de histerezis) şi să anuleze magnetismul remanent, caz în care se poate aproxima caracteristica de mers în gol prin curba mediană 3. C a r a c t e r i s t i c a e x t e r n ă a amplidinei reprezintă dependenţa tensiunii la bornele sarcinii de curentul de sarcină $U_L = f(I_L)$, în condiţiile menţinerii constante a curentului de excitaţie, $I_e =$ ct.

Expresia analitică a tensiunii U_L se deduce din ecuaţiile (4.8), la care se adaugă relaţia (4.7) în valori constante, adică

$$U_L = U_l - U_k \tag{4.7'}$$

În ecuaţia matricială (4.8) se scade linia a doua din linia a patra şi se înlocuiesc curenţii I_e şi I_t obţinuţi din prima şi a treia ecuaţie

$$I_e = \frac{U_e}{R_e}, \quad I_t = \frac{p \cdot \Omega \cdot M_{el}}{R_t} I_e + \frac{p \cdot \Omega \cdot (M_{kl} k - L_l)}{R_t} I_l \tag{4.9}$$

adică:

$$U_L = \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_t}{R_t R_e} U_e - \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L_t (L_l - k M_{kl})}{R_t} I_l - (R_l + k R_k) I_l \tag{4.10}$$

În cazul funcţionării în gol, $I_l = 0$ rezultă:

$$U_{LO} = \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_t}{R_t R_e} U_e = k_u U_e \tag{4.11}$$

unde mărimea:

$$k_u = \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_t}{R_t R_e} \tag{4.12}$$

se numește factor d e a m p l i f i c a r e în tensiune și arată de cîte ori este amplificată tensiunea de intrare, U_e, aplicată înfășurării de comandă. Factorul de amplificare în tensiune este proporțional cu pătratul vitezei de rotație a mașinii (de aceea se folosesc motoare asincrone trifazate la $n_1 = 3000$ rot/min pentru antrenarea sa). Totodată, k_u este proporțional cu inductanța de cuplaj M_{el}, deci cu numărul de spire al înfășurării de excitație, dar în același timp invers proporțional cu rezistența acestei înfășurări, R_e, care crește atunci cînd crește numărul de spire; această condiție contradictorie conduce practic la utilizarea unei densități mici de curent în înfășurarea de excitație, deci un gabarit crescut al mașinii.

Relația (4.12) furnizează, așadar, unele informații asupra proiectării optime a mașinii amplificatoare.

Din expresia (4.10) a caracteristicii externe se poate constata dependența pantei acesteia de factorul de compensație k. Pentru $k = 1$, $L_l = kM_{kl}$, termenul al doilea din membrul drept este unul, iar dependența $U_L = f(I_l)$ devine:

$$U_L = k_uU_e - (R_l + R_k)I_l\,, \tag{4.13}$$

căderea de tensiune în sarcină fiind cauzată numai de prezența rezistențelor R_l și R_k, neglijîndu-se căderea de tensiune la contactul perie-colector și pe rezistența polilor auxiliari. Pentru $k < 1$ căderea de tensiune în sarcină este mai pronunțată, întrucît intervine și termenul al doilea din membrul drept (fig. 4.10). În practică se utilizează amplidine compensate critic sau subcompensate, întrucît la amplidinele supracompensate ($k > 1$) este posibilă autoexcitarea în sarcină și o creștere necontrolată a tensiunii la bornele sarcinii.

4.2.3.3. Regimul dinamic, funcția de transfer a amplidinei

Se consideră o amplidină compensată critic funcționînd în gol. Interesează funcția de transfer a acesteia, adică raportul dintre transformatele Laplace ale mărimii de ieșire, $\underline{U}_{LO}$, și mărimii de intrare $\underline{U}_e$.

Din relația (4.6) se obțin ecuațiile:

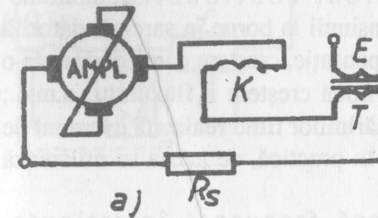
$$\begin{cases} \underline{U}_e = (R_e + L_es)\underline{I}_e \\ \underline{U}_k = M_{ke}s\underline{I}_e \\ 0 = -p \cdot \Omega \cdot M_{el}\underline{I}_e + (R_t + L_ts)\underline{I}_{tO} \\ \underline{U}_l = M_{el}s\underline{I}_e + p \cdot \Omega \cdot L_t\underline{I}_{tO} \end{cases}, \tag{4.14}$$

unde s-au folosit: $\underline{I}_L = 0$; $\underline{I}_k = k\underline{I}_L = 0$; $\underline{I}_t = \underline{I}_{to}$, specifice mersului în gol. Tensiunea de ieșire $\underline{U}_{LO}$ este dată de (4.7),

$$\underline{U}_{LO} = \underline{U}_L - \underline{U}_k = \frac{s(M_{el} - M_{ke})}{R_e + L_es}\underline{U}_e + \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el}L_t}{R_t + L_ts}\,\frac{\underline{U}_e}{R_e + L_es}, \tag{4.15}$$

unde s-au scăzut ecuațiile a patra și a doua din (4.14) și s-au introdus curenții $\underline{I}_e$ și $\underline{I}_{to}$ obținuți din prima și a treia ecuație din (4.14).

Se definesc constantele de timp ale circuitului de excitație, respectiv transversal



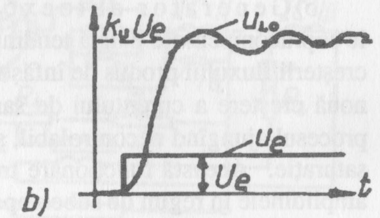


Fig. 4.11.

$$T_e = L_e/R_e\,,\ T_t = L_t/R_t \tag{4.16}$$

și se introduce (4.12) în (4.15), obținîndu-se:

$$F(s) = \frac{\underline{U}_{LO}}{\underline{U}_e} = \frac{k_u}{(1 + T_es)(1 + T_ts)} + \frac{M_{el} - M_{ke}}{R_e} \cdot \frac{s}{1 + T_es} \tag{4.17}$$

Din relația (4.17) se poate constata influența mărimilor constuctive ale mașinii asupra funcției de transfer.

Funcția de transfer (4.17) prezintă o formă simplificată, ușor de utilizat în calculele de proiectare a sistemelor automate,

$$F(s) = \frac{k_u}{(1 + T_es)(1 + T_ts)}\,, \tag{4.17'}$$

dacă $M_{el} = M_{ke}$, adică dacă cuplajul magnetic între înfășurarea de excitație și înfășurarea rotorică este egal cu cuplajul dintre înfășurarea de excitație și cea de compensație. Întrucît înfășurarea de excitație este separată de cea rotorică, prin întrefier, egalitatea celor două inductanțe de cuplaj mutual se realizează dacă se introduce o înfășurare suplimentară pe stator, T, cuplată magnetic cu înfășurarea de excitație (fig. 4.11.*a*). Soluția este costisitoare mai ales cînd mașina posedă 2 sau 4 înfășurări de excitație. Avînd în vedere forma (4.17') a funcției de transfer, se deduce expresia analitică aproximativă a tensiunii de ieșire,

$$u_{LO} = k_uU_e(1 - c_1e^{-t/T_e} + c_2e^{-t/T_t})\,, \tag{4.18}$$

în situația aplicării unui semnal treaptă de tensiune înfășurării de excitație (fig. 4.11.*b*).

4.2.3.4. Regimuri speciale ale amplidinei

a) A m p l i f i c a t o r d e s e m n a l e d e j o a s ă f r e c v e n ț ă. Dacă înfășurarea de comandă este alimentată de la o sursă de joasă frecvență, atunci tensiunea de ieșire va urmări forma tensiunii aplicate la intrare, dar amplitudinea semnalului obținut va fi mult mai mare. Se pot amplifica semnale avînd frecvențe de ordinul herților, la valori mai mari ale frecvenței intervine constanta de timp a mașinii care limitează acest fenomen. Este necesar ca amplidina să prezinte o construcție simetrică.

6 Comanda nr. 31271

b) G e n e r a t o r   a u t o e x c i t a t   d e   c u r e n t   c o n t i n u u. La amplidinele supracompensate există tendinţa creşterii tensiunii la borne în sarcină, datorită creşterii fluxului produs de înfăşurarea de compensaţie, creştere care conduce la o nouă creştere a curentului de sarcină, deci o nouă creştere a fluxului, ş.a.m.d.; procesul ajungînd necontrolabil, stabilizarea mărimilor fiind realizată eventual de saturaţie. Această funcţionare trebuie evitată în practică, de aceea se utilizează amplidinele în regim de subcompensare.

c) G e n e r a t o r   d e   o s c i l a ţ i i   d e   j o a s ă   f r e c v e n ţ ă   î n t r e ţ i n u t e. Acest regim se poate obţine dacă o amplidină este conectată pe sarcină şi se întrerupe brusc alimentarea înfăşurării de excitaţie. Pentru justificarea existenţei acestui regim se porneşte de la ecuaţiile amplidinei în regim dinamic (4.6), din care se renunţă la prima linie şi prima coloană ($i_e = 0$), anume:

$$\begin{cases} \underline{U}_k = (R_k + L_k s)\underline{I}_k - M_{kl} s \underline{I}_l \\ 0 = -p \cdot \Omega \cdot M_{kl}\underline{I}_k + (R_t + L_t s)\underline{I}_t + p \cdot \Omega \cdot L_l \underline{I}_l , \\ \underline{U}_l = M_{lk} s \underline{I}_k + p \cdot \Omega \cdot L_t \underline{I}_t - (R_l + L_l s)\underline{I}_l \end{cases} \qquad (4.19)$$

la care se adaugă ecuaţia (4.7)

$$\underline{U}_L = \underline{U}_l - \underline{U}_k = R_s \underline{I}_l \text{ şi } \underline{I}_k = k\underline{I}_l \qquad (4.20)$$

Se introduce ecuaţia (4.20) în cea de a treia ecuaţie din (4.19)

$$\underline{U}_k = M_{lk} s \underline{I}_k + p \cdot \Omega \cdot L_t \underline{I}_t - (R_s + R_l + L_l s)\underline{I}_l \qquad (4.21)$$

şi se scoate $\underline{I}_t$ din cea de-a doua ecuaţie din (4.19)

$$\underline{I}_t = \frac{p \cdot \Omega \cdot (M_{kl}k - L_l)}{R_t + L_t s}\underline{I}_l \qquad (4.22)$$

Se scade (4.21) din (4.19-1) şi se obţine

$$0 = \left[k(L_k - M_{lk})s + kR_k\right]\underline{I}_l + \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L_t(L_l - kM_{kl})}{R_t + L_t s}\underline{I}_l + \left[R_s + R_l + (L_l - M_{kl})s\right]\underline{I}_l \qquad (4.23)$$

Aducînd la acelaşi numitor şi ordonînd după puterile lui s, expresia (4.23) devine, într-o formă simplificată,

$$As^2\underline{I}_l + Bs\underline{I}_l + C\underline{I}_l = 0 \qquad (4.24)$$

unde:

$$A = L_t L_0,\ B = R_t L_0 + L_t R_0,\ C = R_t R_0 + G_0^2,$$
$$L_0 = L_l + kL_k - M_{lk}(1 + k),\ R_0 = R_s + R_l + kR_k, \qquad (4.25)$$
$$G_0^2 = p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L_t(L_l - kM_{kl})$$

Circuitul oscilant, prezentat în fig. 4.12.*a*, este caracterizat de ecuaţia:

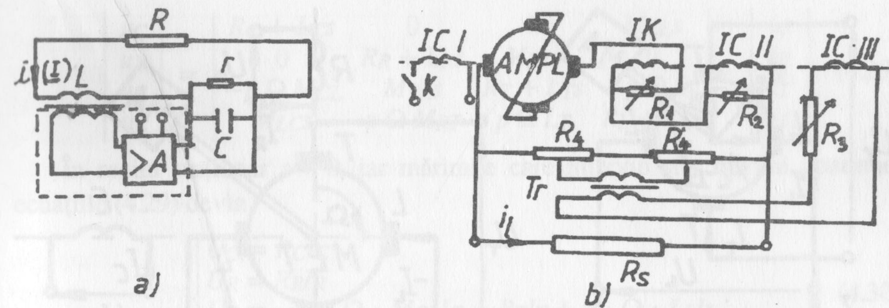


Fig. 4.12.

$$R\underline{I} + sL\underline{I} + \left[\frac{r}{sC} / \left(r + \frac{1}{sC}\right)\right]\underline{I} = 0 , \qquad (4.26)$$

care, într-o formă simplificată, devine

$$as^2\underline{I} + bs\underline{I} + c\underline{I} = 0 \qquad (4.27)$$

similară cu (4.24). Coeficienţii acestei ecuaţii sînt daţi de

$$a = LrC ,\ b = L + RrC ,\ c = R + r \qquad (4.28)$$

Folosirea unei reacţii şi a unui amplificator conduce la întreţinerea oscilaţiilor în acest circuit, frecvenţa de oscilaţie fiind dictată de parametrii elementelor componente. Pornind de la această idee, se pot realiza condiţiile de întreţinere a oscilaţiilor, în circuitul de sarcină a amplidinei, fig. 4.12.*b*, prin utilizarea unor reacţii corespunzătoare aplicate înfăşurărilor de comandă *IC II* şi *IC III*. Este posibilă modificarea frecvenţei şi amplitudinii oscilaţiilor curentului de sarcină prin intermediul rezistenţelor reglabile R_2 , R_3 , R_4 , R'_4.

Cu ajutorul modelului electric din fig. 4.12.*a* se poate defini „capacitatea“, respectiv „rezistenţa“, amplidinei precum şi „frecvenţa proprie“ de oscilaţie.

Chiar dacă în practică nu se utilizează amplidina ca generator de oscilaţii întreţinute, este bine să se cunoască în ce condiţii este posibilă obţinerea unui asemenea regim, pentru ca să se diminueze posibilitatea apariţiei sale.

4.2.4. METADINA

Metadina este o maşină cu cîmp transversal utilizată în regim de transformator de curent continuu.

Din punct de vedere al construcţiei este asemănătoare cu o maşină clasică de c.c. dar la care numărul de perii pe o pereche de poli este mai mare (de obicei dublu). Uneori îi lipseşte statorul, deşi, în cele mai frecvente situaţii, aceasta joacă rolul de jug de închidere a liniilor de cîmp magnetic şi totodată suport pentru diverse înfăşurări: de comandă, reacţie, reglaj, etc. În mod curent se utilizează metadina cu

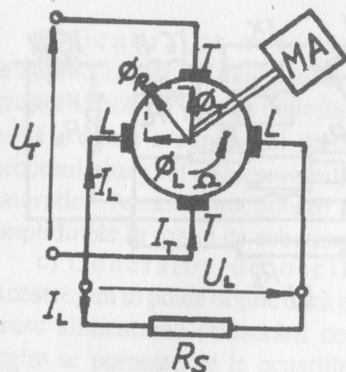


Fig. 4. 13.

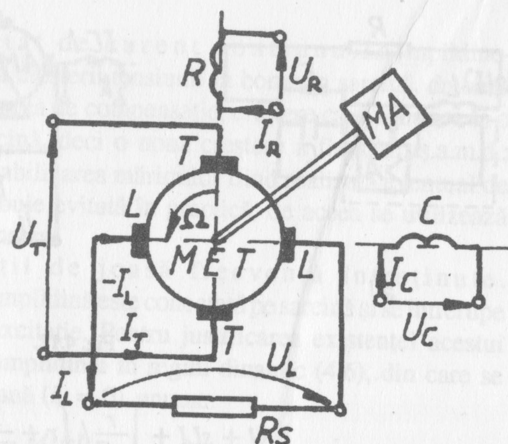


Fig. 4. 14.

patru perii pe perechea de poli (fig. 4.13), două plasate în axa longitudinală $L - L$ și două în axa transversală $T - T$.

Metadina este lansată cu un motor MA, care, în cazul ideal al funcționării metadinei ca transformator, furnizează o putere mecanică egală cu suma pierderilor.

Dacă se alimentează circuitul transversal de la o sursă de tensiune $U_T =$ ct, curentul absorbit fiind I_T, fluxul creat pe direcția axei $T - T$, Φ_T, este proporțional cu I_T. La periile $L - L$ se induce, datorită fluxului transversal Φ_T, o tensiune U_L, care întreține prin sarcina R_s curentul I_L. Curentul de sarcină I_L creează un flux longitudinal Φ_L, care se compune cu Φ_T, în mașină obținîndu-se astfel un flux rezultant Φ_R. Se poate considera mașina ca avînd rotorul în rotație, iar la periile $L - L$ respectiv $T - T$ se induc tensiuni proporționale cu componentele fluxului Φ_R pe direcțiile perpendiculare cu acestea, Φ_T respectiv Φ_L.

O schemă mai completă de metadină este prezentată în fig. 4.14, și cuprinde pe stator două înfășurări în cele două axe, C — de comandă și R — de reglaj.

O asemenea mașină este, de fapt, identică cu mașina electrică generalizată, fig. 2. 10. Se poate aprecia, așadar, că analiza funcționării metadinei se justifică și prin faptul că aceasta reprezintă fizic modelul de mașină electrică generalizată pe baza căreia se studiază toate tipurile de mașini electrice clasice.

Ecuațiile metadinei sînt similare cu ec. (2.85) în care se schimbă unele notații, iar curentul I_d devine — I_L, deoarece I_L este curentul prin sarcină, circuitul respectiv fiind considerat circuit generator. În regim dinamic ecuațiile metadinei sînt:

$$\begin{vmatrix} u_C \\ u_R \\ u_T \\ u_L \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_C + L_C s & 0 & 0 & M_{CL} s \\ 0 & R_R + L_R s & M_{RT} s & 0 \\ -p\,\Omega\, M_{CL} & M_{TR} s & R_T + L_T s & -p\,\Omega\, L_L \\ M_{LC} s & p\,\Omega\, M_{RT} & p\,\Omega\, L_T & R_L + L_L s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_C \\ i_R \\ i_T \\ -i_L \end{vmatrix} \qquad (4.29)$$

În regim staționar $s = 0$, iar mărimile care intervin sînt mărimi continue, ecuațiile (4.29) devin

$$\begin{cases} U_C = R_C I_C \\ U_R = R_R I_R \\ U_T = -p \cdot \Omega \cdot M_{CL} I_C + R_T I_T + p \cdot \Omega \cdot L_L I_L \\ U_L = p \cdot \Omega \cdot M_{RT} I_R + p \cdot \Omega \cdot L_T I_T - R_L I_L \end{cases} \qquad (4.30)$$

În condițiile cînd $I_C = I_R = 0$, metadina nu posedă înfășurări pe stator, sistemul (4.30) se reduce la ultimele două:

$$U_T = R_T I_T + p \cdot \Omega \cdot L_L I_L\,, \quad U_L = p \cdot \Omega \cdot L_T I_T - R_L I_L \qquad (4.31)$$

Se înmulțește prima ecuație din (4.31) cu I_T, a doua cu I_L, se adună și se obține relația:

$$U_T I_T = U_L I_L + R_T I_T^2 + R_L I_L^2 \qquad (4.32)$$

adică puterea absorbită de metadină prin periile transversale, $P_1 = U_T I_T$, este egală cu suma dintre puterea transferată circuitului de sarcină $P_2 = U_L I_L$ și pierderile prin efect electrocaloric în indusul mașinii $\sum p = R_T I_T^2 + R_L I_L^2$.

Acesta este regimul de transformator de curent continuu al metadinei, randamentul fiind egal cu

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_L I_L}{U_L I_L + \sum p}\,; \quad P_2 = \eta P_1 \qquad (4.33)$$

În funcție de raportul dintre aceste puteri pot apărea situațiile:

$$\text{a) } \eta \cdot U_T I_T > U_L I_L, \qquad (4.34)$$

metadina funcționează în regim mixt de transformator și motor, motorul MA primind putere mecanică de la metadină,

$$\text{b) } \eta \cdot U_T I_T < U_L I_L \qquad (4.35)$$

metadina funcționează în regim mixt de transformator și generator, MA furnizînd putere mecanică metadinei.

Regimul de transformator este regimul normal de funcționare a metadinei, în acest caz nefiind necesare înfășurări statorice.

Revenind la ecuațiile (4.31), întrucît căderile de tensiune pe rezistențele R_T și R_L sînt reduse în raport cu celelalte tensiuni, și considerînd tensiunea de alimentare $U_T =$ constantă, rezultă

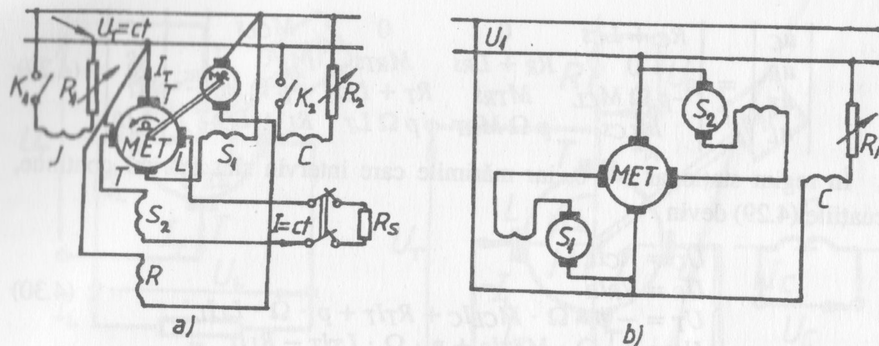


Fig. 4.15.

$$I_L = \frac{U_T}{p \cdot \Omega \cdot L_L} \tag{4.36}$$

În condițiile alimentării periilor $T - T$ la tensiune constantă, curentul de sarcină rămîne constant (viteza păstrîndu-se constantă).

Metadina este un generator de curent constant, fapt care impune utilizarea sa la alimentarea motoarelor serie de c.c.

În cazul cînd se alimentează înfășurarea C statorică, din ecuația (4.30-3) se obține

$$U_T = p \cdot \Omega \; M_{CL}(-I_C) + p \cdot \Omega \cdot L_L I_L = \text{ct.} \tag{4.37}$$

adică, o dată cu modificarea curentului I_C este posibilă modificarea curentului de sarcină I_L, anume, prin creșterea curentului I_C se micșorează curentul de sarcină I_L. Modificarea curentului I_C face ca fluxul total pe direcția $L - L$ a mașinii să se schimbe, cuplul electromagnetic al mașinii fiind, (2.125),

$$\begin{aligned} M_e = p(\Psi_Q I_d - \Psi_D I_q) &= p\left[L_T I_T(-I_L) - (L_C I_C - L_L I_L) I_T\right] = \\ &= -pL_C I_C I_T \neq 0\,, \end{aligned} \tag{4.38}$$

unde s-a introdus condiția $L_T = L_L$ (simetrie în cele două axe).

Așadar, în această situație metadina trece în regim mixt de funcționare. Prezența înfășurării de reglaj, R, împreună cu MA, care devine mașină de reglaj au rolul de a compensa acest cuplu suplimentar, aducînd metadina în regim normal de transformator.

O schemă completă a metadinei împreună cu mașina de reglaj MR este prezentată în fig. 4.15.*a*.

Înfășurarea J — injectoare are rolul de a limita curentul de pornire a metadinei. Astfel, după lansarea metadinei, se alimentează înfășurarea J și se reglează curentul său încît la periile $T - T$ se induce o tensiune egală cu tensiunea rețelei, U_T, după care se cuplează la rețea circuitul $T - T$, fără a se înregistra șocul de curent care ar apărea la cuplarea sa directă la rețea. După pornire, înfășurarea J se poate decupla

(se deschide K_1). Înfășurările S_1 și S_2 sînt înfășurări stabilizatoare; fiind parcurse de curenții I_T și I_L acestea intervin în regimuri variabile îmbunătățind stabilitatea în funcționare. Înfășurarea de reglare R în serie cu mașina de reglare MR (care este și motor de antrenare pentru metadină)acționează în sensul compensării cuplului suplimentar. Sistemul este astfel reglat încît la viteză nominală, cînd metadina lucrează ca transformator, tensiunea indusă la bornele MR este egală cu U_T, deci $I_R = 0$. Cînd apare un cuplu electromagnetic suplimentar exterior, sau datorat curentului I_C, se modifică viteza, deci și tensiunea la bornele MR, în circuitul de reglare apare curentul I_R de un sens anume încît cuplul produs de înfășurarea R compensează efectul cuplului suplimentar, metadina fiind readusă în regimul de transformator.

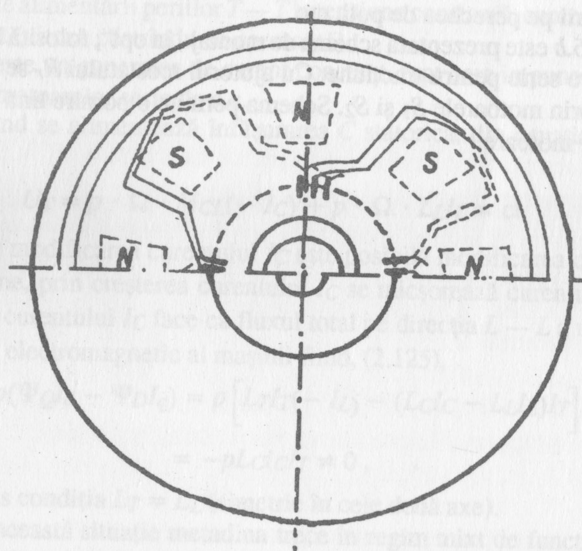
În vederea îmbunătățirii comutației metadinele prezintă poli auxiliari ale căror înfășurări sînt parcurse de curenții I_L respectiv I_T.

Există diverse moduri de conectare la rețea și pe sarcină a metadinei, aceste variante fiind dictate de domeniul de utilizare, de numărul de consumatori, de numărul de perii pe perechea de poli, etc.

În fig. 4.15.*b* este prezentată schema de montaj „în opt“, folosită la alimentarea a două motoare serie pentru tracțiune. Cu ajutorul reostatului R_r se reglează I_C și deci curenții prin motoarele S_1 și S_2. Schema permite o pornire lină și un reglaj al vitezei acestor motoare.

CAPITOLUL 5

MAȘINI ELECTRICE SPECIALE DE CURENT CONTINUU



În categoria mașinilor speciale de c.c., întîlnite frecvent în componența sistemelor automate, intră servomotoarele și tahogeneratoarele de curent continuu.

Servomotoarele de curent continuu sînt destinate să convertească semnalul electric, de forma unei tensiuni amplificate primită de la un traductor, într-o mișcare de rotație a unui arbore. Mecanismul, cuplat mecanic la arbore, execută astfel operația comandată.

Un servomotor trebuie să prezinte o serie de caracteristici deosebite, anume:

— reglaj de viteză în limite foarte largi, prin procedee simple;
— caracteristici de reglare și mecanice, pe cît posibil, liniare;
— cuplu de pornire mare;
— capacitate de suprasarcină ridicată;
— gabarit și greutate specifică mică;
— constantă electromecanică de timp redusă;
— absența autopornirii, etc.

Dezavantajele servomotoarelor de c.c., cum ar fi: prezența colectorului și a fenomenelor de comutație, zgomotul mare, fiabilitatea scăzută, uneori, limitează utilizarea acestora în medii explozive sau cu mult praf.

5.1. CONSTRUCȚIA SERVOMOTOARELOR DE C.C.

Din punct de vedere constructiv, servomotoarele cuprind aceleași elemente ca și mașinile clasice de c.c., particularitățile constructive fiind dictate de gabaritele mici, constantele de timp reduse, gama de viteză impusă, etc.

Se disting următoarele tipuri constructive de servomotoare:

— cu rotor cilindric cu crestături;
— cu rotor disc (întrefier axial);
— cu rotor cilindric fără crestături;
— cu rotor în formă de pahar, neferomagnetic.

În ceea ce privește tipul de excitație folosit, există variantele: cu excitație electromagnetică (separată, serie), cu excitație cu magneți permanenți, cu excitație hibridă (electromagnetică și cu magneți permanenți). Servomotoarele cu excitație electromagnetică se construiesc, în general, pentru puteri mari, dar în ultimul timp se utilizează tot mai frecvent magneții permanenți, datorită unor avantaje, anume: dimensiuni mai mici, randamente mai bune, probleme de răcire mai simple.

5.1.1. CARACTERISTICILE MAGNEȚILOR PERMANENȚI UTILIZAȚI ÎN CONSTRUCȚIA MAȘINILOR ELECTRICE

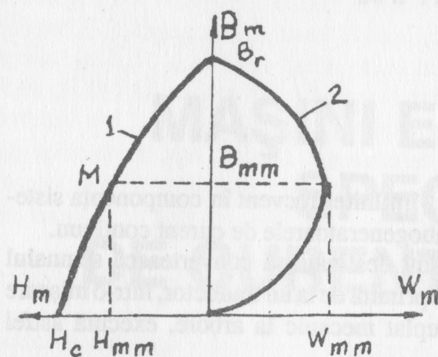


Fig. 5.1.

Utilizarea magneților permanenți are la bază proprietatea unor metale sau aliaje de a prezenta o inducție magnetică remanentă pentru un timp îndelungat.

Caracteristica de bază a materialului din care este realizat magnetul permanent esta așa-zisa „curbă de demagnetizare", care reprezintă porțiunea din cadranul al II-lea al dependenței $B = f(H)$ (fig. 5.1, curba 1). Mărimile B_r și H_c sînt: inducția remanentă, respectiv cîmpul magnetic coercitiv. Pentru o caracterizare cantitativă a performanțelor unui magnet permanent se folosește așa-numita „densitate maximă" de energie localizată în corpul materialului magnetic și care se definește prin relația:

$$W_m = \frac{B_m H_m}{2} \tag{5.1}$$

Dependența acestei mărimi de B_m este reprezentată prin curba 2, fig. 5.1, și se observă că W_m trece printr-un maxim corespunzător valorilor B_{mm} și H_{mm}. Se introduce mărimea

$$\gamma = \frac{B_{mm} H_{mm}}{B_r H_c} \in (0{,}3 - 0{,}65)\,, \tag{5.2}$$

numită „coeficient de formă" al caracteristicii de demagnetizare și care depinde de materialul magnetului permanent.

Magnetizarea magnetului permanent se poate realiza, fie în circuitul magnetic al mașinii deja montate, fie în exterior, după care apoi se execută montarea. Magnetizarea în circuitul magnetic al mașinii se efectuează prin aplicarea unor impulsuri de curent înfășurărilor dispuse în acest scop în jurul magneților permanenți, în așa fel încît circuitul magnetic să ajungă la saturație.

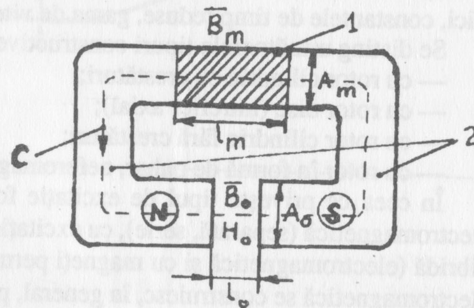


Fig. 5.2.

Analiza funcționării unui magnet permanent în circuitul magnetic al mașinii se poate efectua por-

nind de la un model simplificat, fig. 5.2, care cuprinde un magnet permanent de lungime l_m (1) și piesele polare feromagnetice (2) despărțite de întrefierul de lungime l_0.

Se presupune că magnetizarea s-a făcut în circuitul magnetic închis nesaturat ($\mu_{Fe} = \infty$), după care s-a realizat întrefierul de lungime l_0. Dacă se aplică legea circuitului magnetic pe conturul închis C, se obține:

$$\oint_C H\,\mathrm{d}l = H_m l_m + H_0 l_0 = 0\,, \tag{5.3}$$

de unde rezultă:

$$H_m = -\frac{l_0}{l_m} H_0\,, \tag{5.4}$$

H_m fiind intensitatea cîmpului magnetic, „de demagnetizare" (este contrar ă lui H_0).

Fluxul magnetic în întrefier este:

$$\Phi_0 = B_0 A_0 \tag{5.5}$$

A_0 — secțiunea transversală a întrefierului.

Deoarece intervin și dispersiile de flux, rezultă $\Phi_m > \Phi_0$ sau

$$\Phi_0 = \frac{\Phi_m}{k_\sigma}\,,\ B_0 A_0 = \frac{B_m A_m}{k_\sigma}\,, \tag{5.6}$$

unde k_σ este coeficientul de dispersii-supraunitar și care se poate determina prin metode de calcul folosind calculatoarele numerice sau prin măsurători efectuate pe modele fizice [13]. Pentru configurațiile întîlnite la mașinile electrice acest coeficient ajunge la valori apropiate de 1,1 — 1,2 în cazul magneților scurți, pe bază de oxizi (ferite) și la 2-3 în cazul magneților lungi, metalici (Alnico).

Dacă se mai ține seamă de condițiile reale — întrucît μ_{Fe} nu este infinit — iar la îmbinări mai apar și întrefieruri tehnologice, rezultă că lungimea l_0 trebuie considerată mai mare, adică l_0 devine $k_s l_0$, unde k_s ia valori între 1,1 și 1,4. Relația (5.4) devine

$$H_m = -\frac{k_s l_0}{l_m} H_0 \tag{5.7}$$

Folosind relația de legătură dintre B_0 și H_0

$$B_0 = \mu_0 H_0\,, \tag{5.8}$$

se obține, din (5.6) și (5.7)

$$H_m = \frac{-k_s}{k_\sigma} \cdot \frac{l_0}{l_m} \cdot \frac{A_m}{A_0} \cdot \frac{B_m}{\mu_0} = \frac{-k_s}{k_\sigma} \cdot \frac{l_0}{l_m} \cdot \frac{A_m}{A_0} \cdot \frac{1}{\mu_0} B_m\,. \tag{5.9}$$

adică $H_m = f(B_m)$ este o dreaptă care trece prin origine, 2, fig. 5.3, numită „dreaptă caracteristică". Punctul de funcționare al magnetului este *A*, situat la intersecția dintre curba de demagnetizare 1 și dreapta caracteristică 2, fig. 5.3.

Panta dreptei 2 este:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{B_m}{H_m} = \frac{-k_\sigma}{k_s}\cdot\frac{l_m A_0}{l_0 A_m}\mu_0 \qquad (5.10)$$

Mărimea

$$k_m = \frac{k_s l_0 A_m}{k_\sigma l_m A_0} \qquad (5.11)$$

se numește „factor de demagnetizare".

Dacă se înmulțesc relațiile (5.6) și (5.7), ținînd seama de (5.8), se obține

$$\frac{B_0^2}{\mu_0}(A_0 l_0) = -\frac{(B_m H_m)}{k_s k_\sigma}(A_m l_m) \qquad (5.12)$$

Sau:

$$\frac{k_\sigma k_s}{\mu_0}B_0^2 V_0 = -W_m V_m, \qquad (5.13)$$

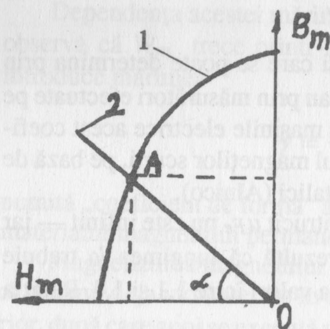


Fig. 5.3.

unde s-au introdus volumele: întrefierului, $V_0 = l_0 A_0$, și magnetului, $V_m = l_m A_m$.

Relația (5.13) arată că: pentru a obține un magnet de volum cît mai mic, pentru o anumită mărime a întrefierului, este necesar să se folosească un material cu energie magnetică cît mai mare sau pentru un anumit material trebuie ca punctul de funcționare să corespundă pe cît posibil situației cînd energia magnetică este maximă (punctul *M* din fig. 5.1.). Practic, punctul de funcționare se alege la inducții cu (5 — 10)% mai mari decît B_{mm}.

Dimensiunile magnetului se pot determina din relațiile (5.6) și (5.7).

$$l_m = -\frac{k_s l_0 B_0}{\mu_0 H_m}; \quad A_m = \frac{k_\sigma A_0 B_0}{B_m} \qquad (5.14)$$

unde H_m și B_m sînt coordonatele punctului de funcționare ales, *M*.

Așadar, pentru un material magnetic cu B_r mare (deci și B_m mare), iar H_c mic (deci și H_m mic) se obține o lungime a magnetului l_m — mare și o secțiune A_m — mică și un factor de scăpări mare. Acești magneți cu inducție remanentă mare sînt numiți magneți remanenți. De asemenea, pentru magneți cu inducții remanente B_r — mici și H_c — mari (magneți coercitivi) se impun soluții constructive cu lungimi

ale magnetului l_m — mici și secțiunii A_m — mari, pentru care factorii de scăpări sînt mici.

Dacă se presupune un magnet permanent introdus în circuitul magnetic, punctul de funcționare fiind în *A*, fig. 5.4, și acest magnet este scos din circuit (se demontează mașina), atunci factorul de demagnetizare crește (l_0 crește) și drept urmare punctul de funcționare se deplasează în A_1. Dacă se reintroduce magnetul în circuitul magnetic, punctul de funcționare nu se mai deplasează în *A*, ci într-un punct *A'*, curba A_1A' numindu-se „curbă de revenire". Curba de revenire se poate aproxima printr-o dreaptă paralelă cu tangenta la curba de demagnetizare în punctul *M*, (*d*). Noul punct de funcționare *A'* corespunde unei inducții mai mici decît cea a lui *A*.

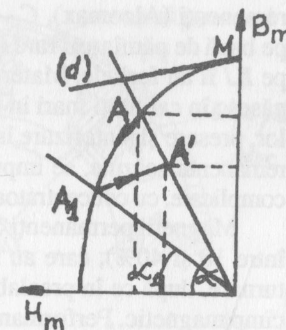


Fig. 5.4.

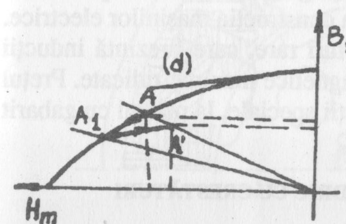


Fig. 5.5.

Așadar, demontarea mașinii are ca efect demagnetizarea sa. Fenomenul nu este la fel de pronunțat dacă curba de demagnetizare este caracterizată prin B_r — mic și H_c — mare, fig. 5.5, întrucît curba de revenire este apropiată de curba de demagnetizare.

Mașinile cu magneți coercitivi (ferite) suportă demontările, în timp ce mașinile cu magneți remanenți (*Alnico*) nu trebuie demontate, întrucît se demagnetizează. Pentru remagnetizare, se prevăd înfășurări suplimentare plasate în jurul magneților permanenți, mai ales la mașinile cu magneți tip *Alnico*.

După forma caracteristicii de demagnetizare, magneții folosiți în construcția de mașini electrice se împart în patru categorii (fig. 5.6): *A* — ferite (oxizi de fier cu carbonat de bariu) avînd $B_r = 0{,}38$T și $H_c = 200$ kA/m, *B* — magneți metalici

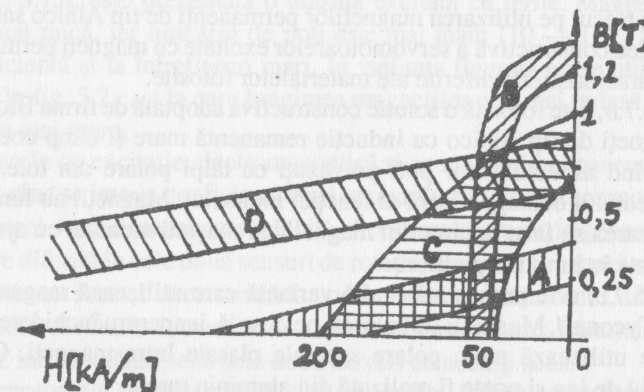


Fig. 5.6.

remanenţi (Alcomax), *C* — magneţi metalici coercitivi (Hycomax), *D* — magneţi pe bază de pămînturi rare (*Sm* — *Co*). Din punct de vedere economic, costul minim pe *KJ* îl au feritele. Materialele de bază ale feritelor, oxid de fier şi de stronţiu se găsesc în cantităţi mari în natură, de asemenea şi procesul tehnologic de obţinere a lor, presare şi sinterizare în cîmp magnetic, este destul de simplu. Datorită inducţiei remanente scăzute, se impune de cele mai multe ori utilizarea unor construcţii mai complicate, cu concentratoare de flux şi totodată dimensiunile maşinilor sînt mai mari.

Magneţii permanenţi cei mai cunoscuţi sînt cei metalici de tip Alnico (cu cobalt între 10 şi 40%), care au inducţie remanentă ridicată. Magneţii sînt obţinuţi prin turnare, după ce în prealabil au fost omogenizaţi la temperaturi ridicate şi răciţi în cîmp magnetic. Performanţe mai bune au magneţii anizotropi, cu cristale orientate. Cu cît performanţele magneţilor sînt mai bune, cu atît creşte preţul de cost datorită conţinutului ridicat de *Co*.

Magneţii permanenţi din aliaje *Mn-Al-C* prezintă inducţii remanente de 0,58 T, cîmpuri coercitive ridicate, pînă la 260 kA/m, şi energii magnetice acceptabile, la un preţ de cost scăzut. Încă nu se folosesc masiv la construcţia maşinilor electrice.

În grupa *D* intră magneţi pe bază de pămînturi rare, care prezintă inducţii remanente medii, cîmpuri coercitive şi energii magnetice maxime ridicate. Preţul de cost ridicat impune folosirea lor numai în situaţii speciale, la maşini cu gabarit redus.

5.1.2. SERVOMOTOARE CU ROTOR CILINDRIC CU CRESTĂTURI

Din punct de vedere constructiv se apropie mult de maşinile de c.c. clasice. Statorul, cilindric, constituie un jug înconjurat de carcasă, iar înspre interior cuprinde inductorul, sub forma clasică a polilor de excitaţie care prezintă înfăşurări sau a magneţilor permanenţi, iar în unele cazuri atît înfăşurări cît şi magneţi permanenţi.

Servomotoarele cu excitaţie electromagnetică se folosesc în general la puteri mari. Circuitul magnetic se realizează din tole şi prezintă, la puteri mari (*SMA*), înfăşurări de compensaţie precum şi poli auxiliari (fig. 5.7.*a*). În ultima vreme, tot mai mult s-a trecut pe utilizarea magneţilor permanenţi de tip Alnico sau ferite.

Varietatea constructivă a servomotoarelor excitate cu magneţi permanenţi este dictată de caracteristicile diferite ale materialelor folosite.

În fig. 5.7.*b*, este folosită o soluţie constructivă adoptată de firma Blocher, fiind folosiţi magneţi de tip Alnico cu inducţie remanentă mare şi cîmp coercitiv mic, magneţii avînd aspectul unor poli prevăzuţi cu tălpi polare din tole, în scopul reducerii efectului demagnetizant al reacţiei indusului. Magneţii au lungimi mari, iar magnetizarea se face în circuitul magnetic al maşinii montate cu ajutorul unor bobine plasate în jurul magneţilor.

În fig. 5.7.*c*, este prezentată o altă variantă care utilizează magneţi metalici coercitivi (Tyconal). Magneţii sînt plasaţi pe coardă, iar pentru închiderea cîmpului magnetic se utilizează piese polare speciale plasate între magneţi. Carcasa nu prezintă rolul de jug şi poate fi realizată din aluminiu turnat.

În cazul celor două variante prezentate, numărul de poli ai maşinii este limitat la 4 — 8 din considerente fizice, fiind cu atît mai mic cu cît dimensiunile maşinii

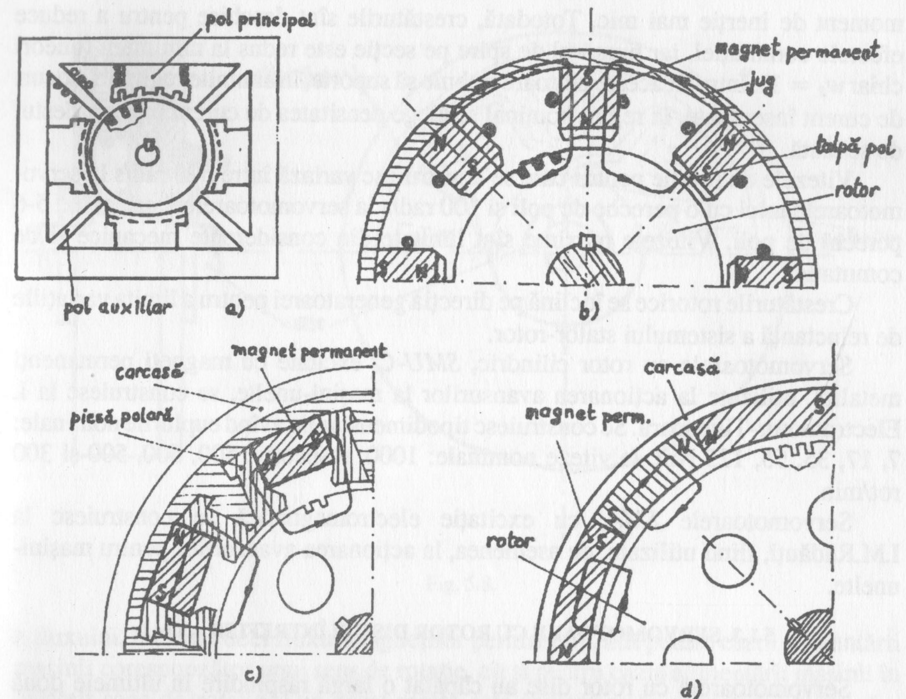


Fig. 5.7.

sînt mai reduse. O reducere a volumului de magneţi are loc dacă întrefierul este adus la limite inferioare din considerente mecanice, în schimb sînt amplificate efectele reacţiei indusului şi ale variaţiei reluctanţei circuitului magnetic datorită prezenţei crestăturilor rotorice.

În fig. 5.7.*d*, este prezentată o maşină excitată cu ferite. Magneţii posedă o lungime mai mică, iar numărul de poli este mai mare (10 — 12). Funcţionarea rămîne eficientă şi la întrefieruri mari. În varianta figurată nu se utilizează piese polare, ca în fig. 5.7.*c*, şi la care lungimea magneţilor este mai redusă, iar numărul polilor este mai mare.

Motoarele cu excitaţie electromagnetică şi cu magneţi permanenţi se folosesc în cazurile cînd se impun coeficienţi tensiune/cuplu variabili în anumite limite, fără utilizarea unei surse de tensiune reglabilă. Aceste motoare au, în general, o anumită comportare diferită în cele două sensuri de rotaţie, de exemplu, viteză mare la cuplu mai mic, într-un sens şi viteză mică la cuplu mare, în celălalt sens. Înfăşurarea de excitaţie este divizată: într-un sens fluxul ei este contrar fluxului magnetului permanent, iar în celălalt sens cele două fluxuri au acelaşi sens.

Servomotoarele cu rotor cilindric au, în general, lungimea mult mai mare decît diametrul, ceea ce face ca, spre deosebire de motoarele clasice, să prezinte un

moment de inerţie mai mic. Totodată, crestăturile sînt deschise pentru a reduce efectele comutaţiei, iar numărul de spire pe secţie este redus la minimum (uneori chiar $w_s = 1$). Întrucît aceste motoare trebuie să suporte, în anumite regimuri, şocuri de curent însemnate, în regim nominal se alege densitatea de curent în rotor destul de scăzută.

Vitezele de rotaţie pentru care se construiesc variază între 500 rad/s la servomotoarele mici cu o pereche de poli şi 100 rad/s la servomotoarele mari, avînd 5-6 perechi de poli. Vitezele maxime sînt limitate din considerente mecanice şi de comutaţie.

Crestăturile rotorice se înclină pe direcţia generatoarei pentru a limita variaţiile de reluctanţă a sistemului stator-rotor.

Servomotoarele cu rotor cilindric, *SMU-C*, excitate cu magneţi permanenţi metalici, utilizate la acţionarea avansurilor la maşini-unelte, se construiesc la I. Electromotor-Timişoara. Se construiesc tipodimensiunile avînd cuplurile nominale: 7, 17, 35, 55, 125 Nm, la viteze nominale: 1000, respectiv, 500, 500, 500 şi 300 rot/min.

Servomotoarele *SMA*, cu excitaţie electromagnetică se construiesc la I.M.Rădăuţi, fiind utilizate, de asemenea, la acţionarea avansurilor pentru maşini-unelte.

5.1.3. SERVOMOTOARE CU ROTOR DISC ŞI ÎNTREFIER AXIAL

Servomotoarele cu rotor disc au căpătat o largă răspîndire în ultimele două decenii, datorită, în primul rînd, faptului că prezintă o constantă de timp redusă în raport cu construcţiile clasice, la aceeaşi putere. În principiu, aceste servomotoare prezintă un stator sub forma a două flanşe (coroane) circulare feromagnetice, pe una sau pe ambele fiind plasaţi magneţi permanenţi şi un rotor sub forma unui disc din material plastic (neferomagnetic), pe care este imprimată înfăşurarea rotorică, de tip ondulat (fig. 5.8). [22, 23, 24]

Capetele înfăşurării imprimate se continuă la partea spre ax a rotorului cu o porţiune mai îngroşată, avînd aspectul unor lamele radiale şi care constituie colectorul maşinii. Pe colector calcă periile, contactul dintre perii şi colector realizîndu-se astfel pe suprafeţe plane. Magneţii permanenţi se fixează prin lipire pe coroanele (flanşele) laterale, care îndeplinesc rolul de jug de închidere a cîmpului magnetic. Polii magneţilor, aşezaţi faţă în faţă pe cele două flanşe, sînt de semne contrare, cîmpul magnetic închizîndu-se astfel axial (coliniar cu axa arborelui) prin întrefierul maşinii, în care se găseşte şi discul rotoric. Magneţii plasaţi pe coroane se succed alternativ pe circumferinţă, *N-S-N-S-*... Există şi variante constructive la care numai una dintre cele două coroane posedă magneţi permanenţi, celelalte permiţînd numai închiderea cîmpului magnetic. La unele construcţii, mai ales la cele care sînt echipate cu magneţi permanenţi metalici (Alnico, de exemplu), în jurul magneţilor permanenţi se realizează bobine cu rolul de magnetizare a maşinii în stare montată. De obicei, sînt plasate două înfăşurări (bobinate în cele două sensuri posibile) care, în timpul funcţionării, sînt înseriate cu circuitul indusului şi au rolul de compensare

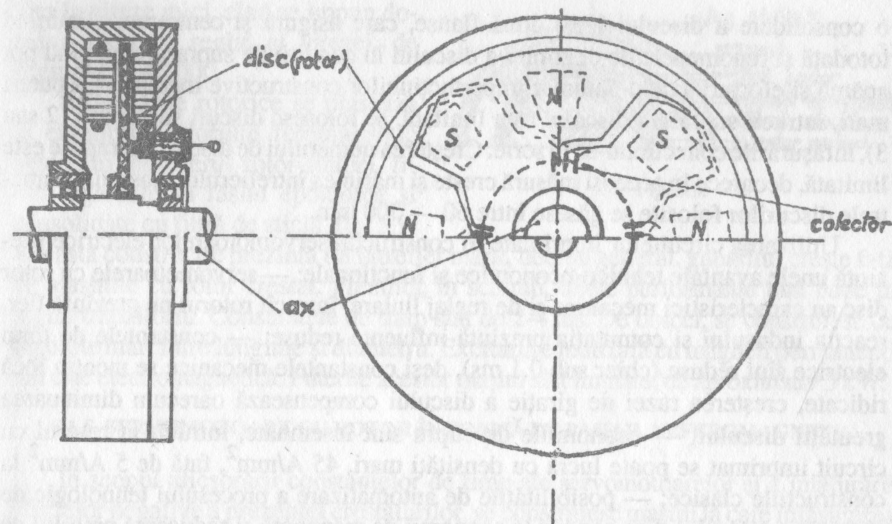


Fig. 5.8.

a fluxului, întărind deci fluxul magneţilor permanenţi, atît pentru cazul alimentării maşinii corespunzător unui sens de rotaţie, cît şi pentru cazul alimentării maşinii în celălalt sens de rotaţie. Din acest motiv este indicat ca la conectarea la sursă a servomotorului să se ţină seama de polaritatea sursei, corelată cu sensul de rotaţie dorit.

Înfăşurarea rotorică, realizată în general din cupru (în ultima vreme s-au construit şi înfăşurări din *Al*), se obţine prin metoda matriţării (ştanţării) sau prin metoda corodării.

În prima metodă se utilizează tablă de *Cu* (de 0,2 mm grosime), care este ştanţată, corespunzător cu forma înfăşurării ce se cere realizată şi care apoi se lipeşte cu răşini epoxidice pe discul de material plastic sau din fibre de sticlă. Conductoarele plasate astfel pe cele două feţe ale discului (pe o faţă conductoarele de ducere — cu linie plină în fig. 5.8 şi pe cealaltă faţă conductoarele de întoarcere — cu linie întreruptă) se sudează la capete prin fascicul de electroni sau chiar prin scîntei, legătura străbătînd discul sau mai frecvent ocolind discul prin zona de diametru maxim.

Prin cea de a doua metodă, circuitele imprimate se obţin asemănător cu circuitele folosite în schemele electronice. Se lipeşte foaia de cupru pe suportul electroizolant (disc), se acoperă cu un strat protector porţiunea înfăşurării ce trebuie să rămînă pe disc, se supune discul procesului de corodare chimică, astfel încît este înlăturată porţiunea din foaia de cupru care nu este necesară.

Discul electroizolant trebuie să aibă o rigiditate mecanică deosebită şi să reziste la temperaturi ridicate (peste 200°C). Rotorul-disc se lipeşte pe o flanşă, solidară cu axul maşinii şi care uneori poartă şi palete de ventilaţie. La puteri mai mari se cere

o consolidare a discului între două flanşe, care asigură şi centrarea, eliminînd totodată şi fenomenele de dezlipire a discului în condiţii de suprasarcini, cînd pot apărea şi eforturi axiale datorate imperfecţiunilor constructive inerente. La puteri mari, întrucît suprafaţa discului este limitată, se folosesc discuri suprapuse (2 sau 3), înfăşurările conectîndu-se în serie. Creşterea numărului de discuri suprapuse este limitată, deoarece în aceeaşi măsură creşte şi mărimea întrefierului maşinii. Diametrele discurilor folosite se găsesc între 60 — 500 mm.

Utilizarea circuitelor imprimate în construcţia servomotoarelor electrice prezintă unele avantaje tehnico-economice şi funcţionale: — servomotoarele cu rotor disc au caracteristici mecanice şi de reglaj liniare, întrucît rotorul nu prezintă fier, reacţia indusului şi comutaţia prezintă influenţe reduse; — constantele de timp electrice sînt reduse (chiar sub 0,1 ms), deşi constantele mecanice se menţin încă ridicate, creşterea razei de giraţie a discului compensează oarecum diminuarea greutăţii discului; — economiile de cupru sînt însemnate, întrucît la rotorul cu circuit imprimat se poate lucra cu densităţi mari, 45 A/mm^2, faţă de 5 A/mm^2 la construcţiile clasice; — posibilităţile de automatizare a procesului tehnologic de obţinere a rotorului disc conduc la economii de manoperă şi reducerea preţului de cost; — randamentul este mai bun, pe de o parte datorită folosirii magneţilor permanenţi, iar pe de altă parte absenţei pierderilor de putere în fierul rotorului şi al diminuării pierderilor prin ventilaţie, conductoarele rotorului nefiind introduse în crestături; — greutate specifică mică; etc.

Există, totuşi, şi o serie de dezavantaje ale acestor maşini: numărul limitat de conductoare active pe suprafaţa discului limitează tensiunea aplicată (30 — 60 V pe disc) precum şi puterea; viteza de rotaţie scăzută (2 — 3000 rot/min) care este limitată atît din considerente mecanice cît şi de pierderile suplimentare în conductoarele rotorice; întrefierul mare, mai ales cînd se utilizează mai multe discuri înseriate, conduce la creşterea volumului magneţilor permanenţi, etc.

Datorită unei geometrii adecvate, a greutăţii reduse, a constantei de timp mici, aceste servomotoare se utilizează la aplicaţii de mică putere, avansuri la maşini-unelte, servovalve, în industria chimică, textilă, medicină, calculatoare, etc.

La noi în ţară a început construcţia acestor servomotoare cu 20 de ani în urmă la I.C.P.E. — Bucureşti, iar în momentul de faţă se construiesc la I.F.M.A. — Bucureşti, servomotoarele avînd cupluri nominale în domeniul 0,6 — 35 Nm, cu viteze nominale pînă la 3000 rot/min. Seria *SMU* (*SMU-ES*) prezintă puteri între 180 — 5500 W la tensiuni de alimentare între 24 şi 170 V şi au ca domenii de utilizare acţionarea avansurilor la maşinile-unelte, acţionarea roboţilor industriali, etc.

5.1.4. SERVOMOTOARE CU ROTOR CILINDRIC FĂRĂ CRESTĂTURI

Aşa cum s-a văzut, prezenţa crestăturilor rotorice conduce la apariţia unor oscilaţii ale cuplului între două limite, întrucît, în timp, se modifică reluctanţa circuitului magnetic stator-rotor, deci a fluxului polar, atunci cînd o crestătură intră sub talpa polară faţă de cazul cînd un dinte rotoric intră sub talpa polară. Aceste oscilaţii ale cuplului duc la o rotire neuniformă a rotorului, fenomen supărător mai

ales la viteze mici, cînd se impun domenii largi de reglaj al vitezei, de exemplu 1 : 40.000.

Înfăşurările rotorice se plasează la exteriorul rotorului feromagnetic neted (în întrefierul rotor-stator), fiind înglobate în răşini epoxidice şi consolidate cu fibră de sticlă, fig. 5.9.



Fig. 5.9.

Această construcţie prezintă un întrefier mărit, deci în general, gabaritul creşte faţă de maşinile cu rotor crestat. Prezintă, în schimb, unele performanţe mai bune în regim tranzitoriu. Constantele de timp sînt de 2-4 ms. De obicei, se construiesc cu rapoarte mari între lungime şi diametru. Excitaţia e realizată cu magneţi permanenţi sau este electromagnetică. Puterile acestor maşini sînt limitate, de aproximativ 3 kW.

5.1.5. SERVOMOTOARE CU ROTOR ÎN FORMĂ DE PAHAR, NEFEROMAGNETIC

În scopul micşorării constantelor de timp ale servomotoarelor şi a înlăturării efectelor negative a prezenţei crestăturilor, se construiesc maşini la care înfăşurarea rotorică se plasează în întrefierul stator-rotor, fiind aşezată pe un pahar neferomagnetic, din răşini sau material plastic,iar rotorul interior, neted, din material feromagnetic devine un al doilea stator, avînd rolul de închidere a liniilor de cîmp magnetic.

Construcţia acestor servomotoare derivă, deci din cea prezentată în fig. 5.9, la care înfăşurările rotorice, împreună cu suportul lor neferomagnetic, nu mai sînt solidare cu rotorul neted interior (fig. 5.10).

La unele construcţii mai noi s-a renunţat la suportul neferomagnetic rotoric, înfăşurările, consolidate cu ajutorul unor răşini, avînd aspectul unui coş sau coajă. Tehnologia de realizare a înfăşurărilor şi în general a rotorului este de multe ori complicată, asemănătoare cu cea utilizată la obţinerea rotorului disc, sau pur şi simplu prin bobinarea spiră cu spiră pe un suport special, care apoi se deformează convenabil.[24]

Diametrul acestor motoare este cam 1/2 — 1/3 din lungime, ceea ce conduce la obţinerea unor constante de timp reduse, momentul de inerţie reducîndu-se cam de 10 ori faţă de construcţiile clasice.

Întrucît rotorul nu prezintă fier, constanta electrică de timp este redusă (sub 0,1 ms). Cu aceste motoare s-au realizat acceleraţii de 1200 rot/min/ms.

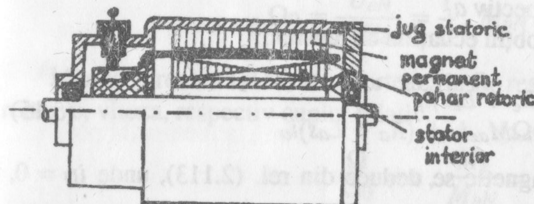


Fig. 5.10.

Servomotoarele cu rotor pahar se utilizează la antrenarea perifericelor calculatoarelor, în aparatura profesională de redare şi înregistrare a sunetelor, etc.

Colectoarele servomotoarelor de c.c. se execută din lamele de cupru electrotehnic

presate pe butuci din material plastic, lamelele sînt izolate între ele prin folii de mică sau rășini polimerice. La aceste construcții se întîlnesc și colectoare radiale, sub forma unor lamele izolate între ele, plasate în exteriorul fundului paharului, contactul perie-colector realizîndu-se pe suprafețe plane.

Periile sînt din bronz grafitat sau argint, în general, cu conținut de metal ridicat, pentru reducerea căderilor de tensiune. Uzura periei depinde de presiunea de apăsare, de curentul prin perie, de presiunea atmosferică, etc. În aplicații pretențioase, zgomotul periilor trebuie redus la minimum, caz în care se preferă perii din grafit pur.

Lagărele servomotoarelor se realizează, de obicei, cu rulmenți. La turații foarte mari, funcționarea rulmenților nu mai este silențioasă, motiv pentru care sînt preferate lagărele de alunecare de bronz sau molibden. Ungerea acestor lagăre pune în general probleme, de aceea se mai utilizează și așa- zisele lagăre cu pernă de aer.

Servomotoarele folosite în sistemele automate sînt cuplate mecanic cu traductoare diverse (tahogeneratoare, transformatoare rotative, etc.) care se introduc direct sub aceeași carcasă. De asemenea, există unele aplicații în care se impune ca la dispariția comenzii, viteza servomotorului să ajungă la zero în cel mai scurt timp, de aceea este necesară folosirea unei frîne cu magnet permanent, de exemplu, înglobată în interiorul carcasei, fapt ce complică construcția.

5.2. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE A SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU CARACTERISTICILE MECANICE ȘI DE REGLAJ

Ecuațiile de funcționare a servomotoarelor de c.c. se deduc din ecuațiile mașinii electrice generalizate, model $DQ - dq$, rel. (2.85).

5.2.1. ECUAȚIILE SERVOMOTORULUI DE C.C. CU EXCITAȚIE SEPARATĂ

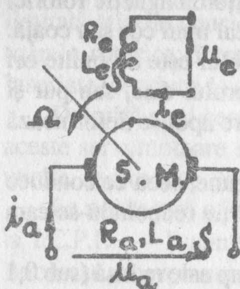


Fig. 5.11.

Schema de principiu a servomotorului cu excitație separată este prezentată în fig. 5.11.

Ecuațiile celor două circuite, de excitație și al indusului, se deduc din rel. matricială (2.85), unde se renunță la liniile și coloanele 1 și 3, iar indicii D și q sînt înlocuiți cu e respectiv a.

Se obțin ecuațiile de tensiuni:

$$\begin{cases} u_e = (R_e + L_e s)i_e \\ u_a = p\Omega M_{ae} i_e + (R_a + L_a s)i_a \end{cases} \tag{5.15}$$

Expresia cuplului electromagnetic se deduce din rel. (2.113), unde $i_D = 0$, $i_q = 0$. Rezultă:

$$M_e = pM_{ae} i_e i_a, \tag{5.16}$$

M_{ae} este inductanța mutuală dintre înfășurarea de excitație și cea a indusului ($M_{ae} = M_Q$).

În regim staționar ecuațiile (5.15) și (5.16) devin:

$$U_e = R_e I_e\,, \; U_a = p\Omega M_{ae} I_e + R_a I_a\,, \; M_e = pM_{ae} I_e I_a \tag{5.17}$$

După cum se vede din aceste relații, caracteristicile servomotorului sînt influențate de tensiunile aplicate indusului, U_a, respectiv excitației, U_e.

5.2.1.1. Comanda prin indus

În acest caz tensiunea aplicată înfășurării de excitație este constantă

$$U_e = U_{eN} \tag{5.18}$$

U_{eN} — fiind tensiunea de excitație nominală.

Dacă se introduce notația:

$$k_e \Psi_{ae} = pM_{ae} I_e, \tag{5.19}$$

se obțin ecuațiile:

$$U_e = R_e I_e\,, \; U_a = k_e \Psi_{ae} \Omega + R_a I_a\,, \; M_e = k_e \Psi_{ae} I_a \tag{5.20}$$

Coeficientul de semnal al tensiunii indusului, definit prin

$$\lambda = \frac{U_a}{U_{eN}} \tag{5.21}$$

și introdus în relațiile (5.20), conduce la ecuațiile:

$$\lambda U_{eN} = cU_{eN} \cdot \Omega + R_a I_a\,, \; M_e = cU_{eN} I_a\,, \; I_e = U_{eN} / R_e\,, \tag{5.22}$$

unde: $c = k_e \Psi_{ae} / U_{eN}$ este o constantă.

Pentru obținerea caracteristicilor mecanice și de reglaj în mărimi relative se introduc: **viteza nominală de mers în gol** Ω_0, adică viteza motorului în regimul cînd $U_a = U_{eN}$ ($\lambda = 1$), iar cuplul este nul și **cuplul nominal de pornire,** M_{pN} cînd $U_a = U_{eN}$, iar viteza este nulă.

Aceste mărimi sînt obținute din relațiile (5.22), anume:

$$\Omega_0 = \frac{U_{eN}}{k_e \Psi_{ae}} = \frac{1}{c}\,, \; M_{pN} = c\,\frac{U_{eN}^2}{R_a} \tag{5.23}$$

Mărimile reale Ω și M_e se raportează la Ω_0 respectiv M_{pN}, obținîndu-se valorile relative, viteza, respectiv cuplul relativ:

$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = \nu\,, \; \frac{M_e}{M_{pN}} = m \tag{5.24}$$

Ecuațiile (5.22) devin, după împărțirea prin U_{eN} și introducerea notațiilor (5.24),

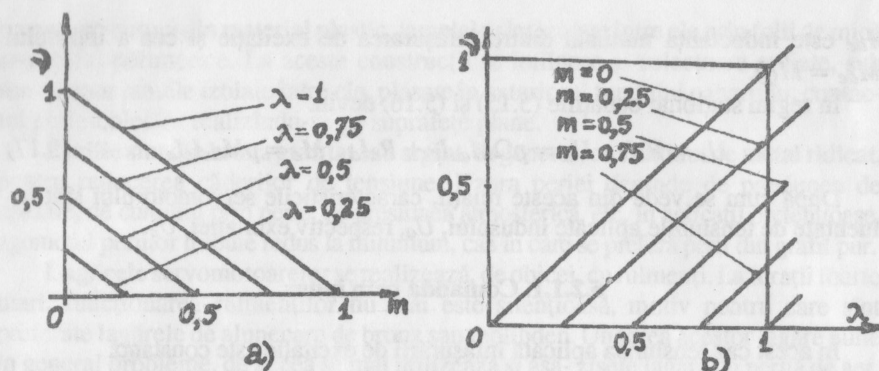


Fig. 5.12.

$$\lambda = \nu + m \text{ sau } \nu = \lambda - m \tag{5.25}$$

Caracteristicile mecanice în mărimi relative $\nu = f(m)$ la $\lambda =$ ct. și caracteristicile de reglaj al vitezei $\nu = f(\lambda)$ la $m =$ ct. se reprezintă în fig. 5.12.*a,b*.

Teoretic aceste caracteristici sînt liniare și paralele. În practică se constată totuși unele abateri de la liniaritate datorate influenței reacției indusului, reacției spirelor în comutație precum și căderii de tensiune la peri.

De o deosebită importanță practică se constată a fi dependența puterii mecanice funcție de viteză.

Puterea mecanică (utilă) rezultă din bilanțul de puteri:

$$P_m = P_a - R_a I_a^2 \tag{5.26}$$

P_a — este puterea absorbită de motor, prin indus.

Din relația (5.22 — 1) se deduce:

$$I_a = \frac{U_{eN}}{R_a}(\lambda - \nu) \tag{5.27}$$

iar

$$P_a = U_a I_a = \frac{U_{en}^2}{R_a}\lambda(\lambda - \nu) \tag{5.28}$$

Relația (5.26) devine:

$$P_m = \frac{U_{eN}^2}{R_a}(\lambda\nu - \nu^2) \tag{5.26'}$$

Puterea mecanică P_m se raportează la puterea absorbită în momentul pornirii:

$$P_{ap} = \frac{U_{eN}^2}{R_a}, \quad \frac{P_m}{P_{ap}} = \pi_m \tag{5.29}$$

și rezultă:

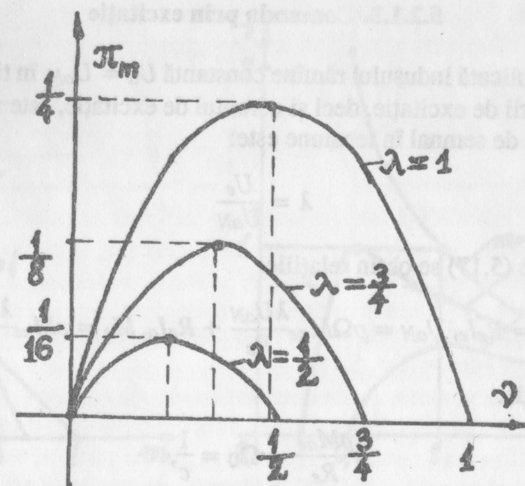


Fig. 5.13.

$$\pi_m = \lambda\nu - \nu^2 \tag{5.30}$$

Curbele de variație ale puterii mecanice relative $\pi_m = f(\nu)$ se reprezintă în fig. 5.13. Puterile maxime relative se obțin la viteze obținute din egalarea cu zero a derivatei

$$\pi'_m(\nu) = \lambda - 2\nu = 0\,;\ \nu = \frac{\lambda}{2} \tag{5.31}$$

și rezultă:

$$\pi_{m\max} = \frac{\lambda^2}{4} \tag{5.32}$$

Puterea mecanică maximă are, de exemplu, valoarea 1/4 cînd $\lambda = 1$ și se obține pentru $\nu = 1/2$. Randamentul motorului în acest caz este de 50%.

Randamentul se poate obține ca raport al puterilor P_m și P_a, adică:

$$\eta = \frac{P_m}{P_a} = \frac{\nu}{\lambda} \tag{5.33}$$

Pentru un anumit λ randamentul este mai bun la viteze mai mari, adică este mai convenabil să se lucreze pe porțiunea descendentă a caracteristicilor din fig. 5.13.

Puterea mecanică relativă se mai poate exprima și prin relația:

$$\pi_m = m \cdot \nu \tag{5.34}$$

Astfel, se obține imediat, din relația (5.25)

$$\lambda\nu = \nu^2 + m\nu \text{ sau } \pi_m = m\nu = \lambda\nu - \nu^2 \tag{5.35}$$

tocmai relația (5.30).

5.2.1.2. Comanda prin excitaţie

Tensiunea aplicată indusului rămîne constantă $U_a = U_{aN}$, în timp ce tensiunea aplicată înfăşurării de excitaţie, deci şi curentul de excitaţie, este variabil.

Coeficientul de semnal în tensiune este:

$$\lambda = \frac{U_e}{U_{aN}} \tag{5.36}$$

Din ecuaţiile (5.17) se obţin relaţiile:

$$\lambda U_{aN} = R_e I_e,\ U_{aN} = p\Omega M_{ae}\frac{\lambda U_{aN}}{R_e} + R_a I_a,\ M_e = pM_{ae}\frac{\lambda U_{aN}}{R_e} I_a \tag{5.37}$$

Făcînd notaţia:

$$\frac{pM_{ae}}{R_e} = \Omega_0 = \frac{1}{c'}, \tag{5.38}$$

se obţine a doua ecuaţie din (5.37), sub forma

$$U_{aN} = c'\Omega\lambda U_{aN} + R_a\frac{R_e M_e U_{aN}}{pM_{ae}\lambda U_{aN}^2},\ 1 = \nu\lambda + \frac{m}{\lambda}, \tag{5.39}$$

unde cuplul de pornire se obţine pentru $\lambda = 1$ şi $\Omega = 0$, adică

$$M_p = \frac{pM_{ae}U_{aN}^2}{R_a R_e} \tag{5.40}$$

Caracteristicile mecanice $\nu = f(m)$ pentru $\lambda =$ ct. se deduc din rel. (5.39)

$$\nu = \frac{1}{\lambda} - \frac{m}{\lambda^2} \tag{5.41}$$

În fig. 5.14 se reprezintă dependenţele $\nu = f(m)$ pentru diverşi λ.

Caracteristicile de reglaj ale vitezei $\nu = f(\lambda)$ pentru $m =$ ct. se obţin de asemenea din rel. (5.39) şi sînt reprezentate în fig. 5.15. Dependenţele $\nu = f(\lambda)$ pentru $m =$ ct. sînt neunivoce, adică există, pentru un anumit cuplu constant pe arbore, două valori ale lui λ (deci două valori pentru tensiunea de excitaţie), la care viteza de rotaţie relativă ν are aceeaşi valoare impusă. Acest fapt constituie un dezavantaj al comenzii prin excitaţie, faţă de comanda prin indus.

Puterea mecanică relativă se deduce după relaţia (5.34) şi are expresia:

$$\pi_m = \lambda\nu - \lambda^2\nu^2 \tag{5.42}$$

În fig. 5.16 se reprezintă dependenţa $\pi_m = f(\nu)$ la $\lambda =$ ct.

Indiferent de λ, puterea mecanică relativă trece printr-o aceeaşi valoare maximă: 0,25.

Comanda prin excitaţie se utilizează în special la putere constantă.

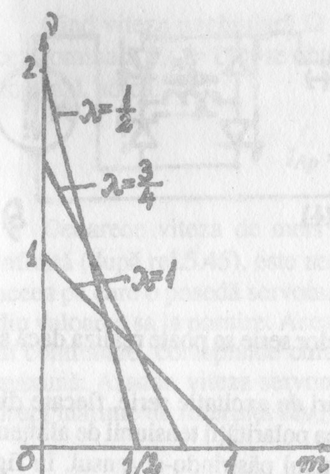


Fig. 5.14.

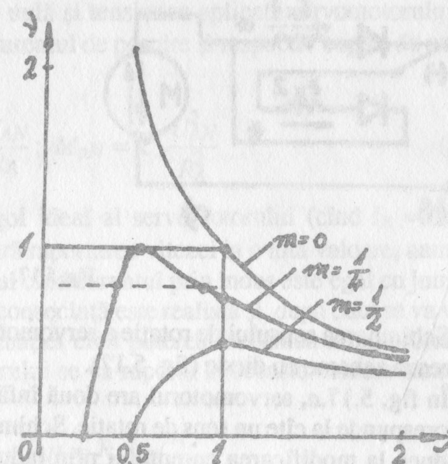


Fig. 5.15.

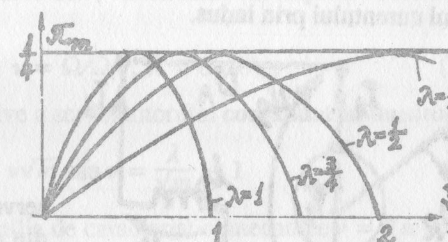


Fig. 5.16.

O variantă a comenzii prin excitaţie se obţine dacă indusul servomotorului se alimentează de la o sursă de curent constant; caz în care se utilizează în circuitul indusului surse electronice de alimentare cu buclă de curent constant.

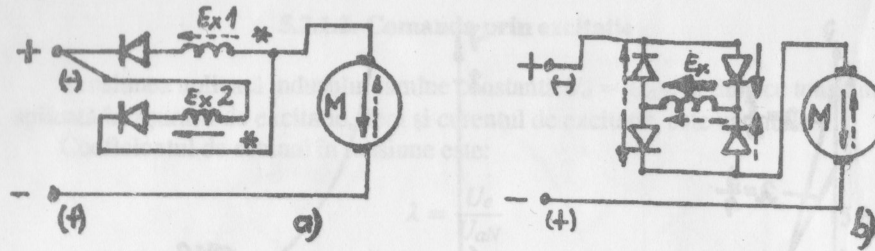
În concluzie, comanda prin indus prezintă unele avantaje importante în raport cu comanda prin excitaţie: reglaj al vitezei în limite largi cu posibilitatea reversării sensului, caracteristici mecanice liniare şi univoce, constantă de timp a comenzii mică, etc., fapt care o impune mai ales în automatizări pretenţioase.

5.2.2. ECUAŢIILE SERVOMOTORULUI DE CURENT CONTINUU CU EXCITAŢIE SERIE

5.2.2.1. Generalităţi

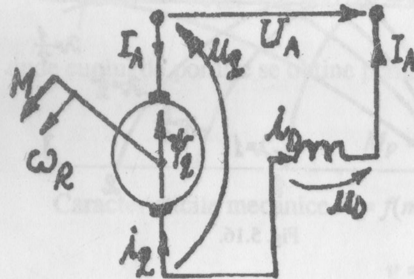
Servomotorul de c.c. cu excitaţie serie se utilizează la unele acţionări industriale unde se cere cuplu mare de pornire, la demararea motoarelor termice, la acţionarea unor cursoare de reostate în scheme de automatizare, la ştergătoare de parbriz, etc.

Extinderea folosirii sale în sisteme automate este limitată de incapacitatea modificării sensului de rotaţie odată cu schimbarea polarităţii tensiunii de comandă şi de faptul că, în general, caracteristicile mecanice şi de reglaj nu sînt liniare.


Fig. 5.17.

Schimbarea sensului de rotaţie a servomotoarelor serie se poate realiza dacă se utilizează scheme cu diode (fig. 5.17).

În fig. 5.17.*a*, servomotorul are două înfăşurări de excitaţie serie, fiecare din ele corespunde la cîte un sens de rotaţie. Schimbarea polarităţii tensiunii de alimentare duce la modificarea curentului prin indus, fluxul păstrîndu-şi sensul. În fig. 5.17.*b*, servomotorul posedă o singură înfăşurare de excitaţie alimentată printr-o punte cu diode. Schimbarea polarităţii tensiunii de alimentare modifică numai sensul curentului prin indus.


Fig. 5.18.

5.2.2.2. Ecuaţia servomotorului cu excitaţie serie

În fig. 5.18 este prezentată schema servomotorului cu excitaţie serie dedusă din schema maşinii electrice generalizate, la care lipsesc periile din axa *d* rotorică şi înfăşurarea statorică din axa *Q*.

Ecuaţiile servomotorului serie se deduc din rel. (2.85); în regim staţionar existînd relaţiile:

$$\begin{cases} i_d = 0\,,\ i_Q = 0\,,\ i_D = -i_q = I_A\,,\ s = 0 \\ -i_q + u_D = U_A\,,\ u_d = 0\,,\ u_D = U_e\,,\ \omega_R = p\Omega \\ R = R_a\,,\ R_D = R_e\,,\ R_A = R_e + R_a\,,\ M_D = M_{ae} \end{cases} \tag{5.43}$$

Se obţin astfel ecuaţiile de tensiuni şi expresia cuplului:

$$\begin{cases} U_e = R_e I_A\,,\ U_A = p\Omega M_{ae} I_A + R_A I_A \\ M_e = pM_{ae} I_A^2 \end{cases} \tag{5.44}$$

Folosind notaţia $pM_{ae} = k'_e$, se obţin ecuaţiile:

$$U_A = R_A I_A + k'_e \Omega I_A\,,\ M_e = k'_e I_A^2 \tag{5.45}$$

Cînd viteza unghiulară Ω este nulă şi tensiunea aplicată servomotorului este cea nominală $U_A = U_{AN}$ se obţin: curentul de pornire şi respectiv cuplul de pornire nominal, adică:

$$I_{Ap} = \frac{U_{AN}}{R_A}\,;\ M_{pN} = k'_e \frac{U_{AN}^2}{R_A^2} \tag{5.46}$$

Deoarece viteza de mers în gol ideal al servomotorului (cînd $I_A = 0$) este infinită (după rel.5.45), este necesară raportarea vitezei la o altă valoare, anume la aceea pe care o posedă servomotorul cînd curentul prin indus este egal cu jumătate din valoarea sa la pornire. Această consecinţă este realistă şi, după cum se va vedea în continuare, corespunde chiar situaţiei cînd puterea mecanică a motorului este maximă. Aşadar, viteza servomotorului se va raporta la această valoare care se ia drept mărime de referinţă Ω_N,[26]

$$\Omega_N = \frac{U_{AN} - R_A I_{Ap}/2}{k'_e I_{Ap}/2} \tag{5.47}$$

Se introduc în rel. (5.45): cuplul relativ, viteza relativă, respectiv coeficientul de semnal de tensiune, adică:

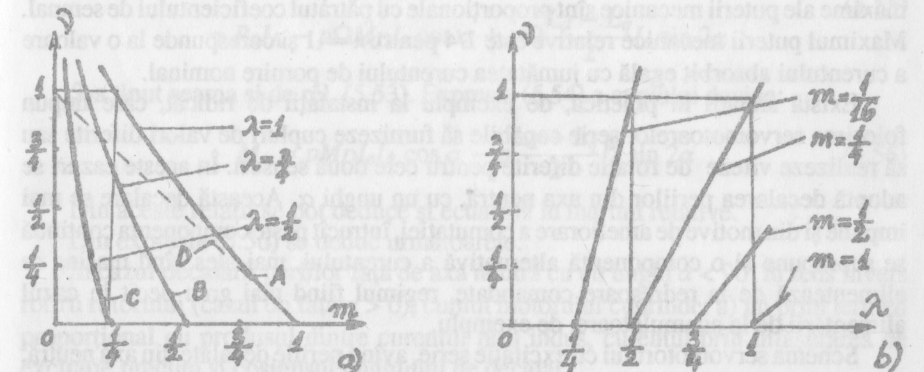
$$m = M_e/M_{pN}\,,\ \nu = \Omega/\Omega_N\,,\ \lambda = U_A/U_{AN} \tag{5.48}$$

şi se obţine ecuaţia în mărimi relative a servomotorului comandat în tensiune:

$$\lambda = \sqrt{m} + \nu\sqrt{m}\ \text{sau}\ \nu = \frac{\lambda}{\sqrt{m}} - 1 \tag{5.49}$$

În fig. 5.19.*a*, se reprezintă familia de caracteristici mecanice $\nu = f(m)$ pentru diverşi λ (diverse tensiuni U_A aplicate).

Curbele *A*, *B* şi *C* arată că, odată cu micşorarea tensiunii aplicate, variaţia de viteză, pentru o anumită variaţie a cuplului, este din ce în ce mai pronunţată. De


Fig. 5.19.

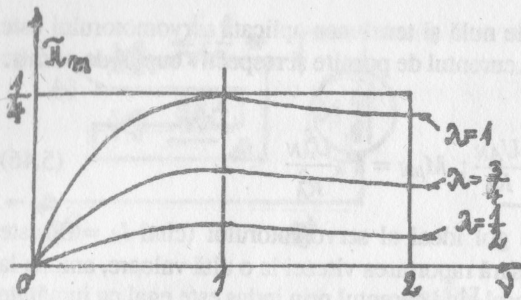


Fig. 5.20.

asemenea, caracteristicile mecanice sînt mult mai înclinate decît în cazul servomotoarelor cu excitație separată (dreapta D, pentru $\lambda = 1$).

În fig. 5.19.*b*, se reprezintă caracteristicile de reglaj al vitezei, la cuplu constant, $\nu = f(\lambda)$ pentru m = ct., deduse din ecuația (5.49). Toate aceste drepte trec prin punctul caracterizat de $\lambda = 0$, $\nu = -1$ (nefigurat pe desen). Pentru $m = 1$ panta devine 1, egală cu cea din cazul servomotorului cu excitație separată.

Pentru a analiza dependența puterii mecanice (de viteza de rotație) se introduce valoarea sa relativă

$$\pi_m = P_m/P_{Ap}, \tag{5.50}$$

unde P_{Ap} este puterea absorbită de motor de la rețea în momentul pornirii, $P_{Ap} = U_{AN}^2/R_A$, la $\Omega = 0$.

Puterea mecanică se obține din bilanțul de puteri (5.26) sau direct din relația (5.49), anume

$$\sqrt{m} = \frac{\lambda}{1+\nu};\ m = \frac{\lambda^2}{(1+\nu)^2};\ m\nu = \pi_m = \frac{\nu\lambda^2}{(1+\nu)^2} \tag{5.51}$$

În fig. 5.20 este reprezentată familia de caracteristici $\pi_m = f(\nu)$ pentru diverși λ. Se constată că puterea mecanică trece totdeauna prin valoarea maximă la $\nu = 1$. Se justifică astfel faptul că mărimea de referință aleasă pentru viteza motorului corespunde situației, cînd puterea mecanică a motorului este maximă. Valorile maxime ale puterii mecanice sînt proporționale cu pătratul coeficientului de semnal. Maximul puterii mecanice relative este 1/4 pentru $\lambda = 1$ și corespunde la o valoare a curentului absorbit egală cu jumătatea curentului de pornire nominal.

Există situații în practică, de exemplu la instalații de ridicat, care impun folosirea servomotoarelor serie capabile să furnizeze cupluri de valori diferite sau să realizeze viteze de rotație diferite pentru cele două sensuri. În aceste cazuri se adoptă decalarea periilor din axa neutră, cu un unghi α. Această decalare se mai impune și din motive de ameliorare a comutației, întrucît peste componenta continuă se suprapune și o componentă alternativă a curentului, mai ales cînd mașina se alimentează de la redresoare comandate, regimul fiind mai greu decît în cazul alimentării de la acumulatoare, de exemplu.

Schema servomotorului cu excitație serie, avînd periile decalate din axa neutră, este dată în fig. 5.21.*a*. Mașina reală se poate înlocui cu un model de mașină generalizată, fig. 5.21.*b*, avînd două perechi de perii situate în cele două axe d și q;

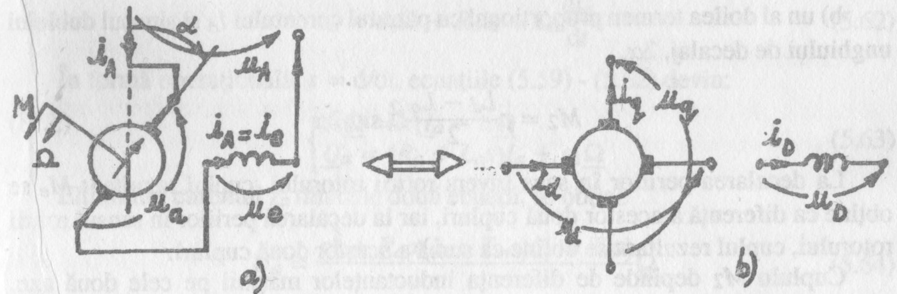


Fig. 5.21.

tensiunile și curenții prin înfășurările rotorului fiind obținute ca proiecții pe cele două direcții, ale tensiunii, respectiv curentului prin periile reale.

Relațiile de legătură între mărimile care intervin în fig. 5,21.*a* și 5.21.*b* sînt:

$$\begin{cases} i_q = -i_A\cos\alpha,\ i_q = -i_A\sin\alpha,\ u_q = -u_a\cos\alpha,\ u_d = -u_a\sin\alpha \\ u_q\cos\alpha + u_d\sin\alpha = -u_a,\ i_D = i_A = i_e \end{cases} \tag{5.52}$$

Ecuațiile modelului din fig.5.21.*b* se deduc din (2.85), în care se renunță la linia și coloana a doua. În regim staționar se obțin ecuațiile:

$$\begin{cases} U_D = R_DI_D \text{ sau } U_e = R_eI_A \\ U_q = -p\Omega M_DI_D + R_aI_q - p\Omega L_dI_d \\ U_d = p\Omega L_qI_D + R_aI_d \end{cases} \tag{5.53}$$

$$M_e = p\left[-M_DI_DI_q + \left(L_q - L_d\right)I_dI_q\right] \tag{5.54}$$

Înmulțind a doua ecuație din (5.53) cu $\cos\alpha$ și pe a treia cu $\sin\alpha$ și adunîndu-le membru cu membru, se obține:

$$\begin{aligned} U_q\sin\alpha + U_d\sin\alpha &= -p\Omega M_DI_D\cos\alpha + R_aI_q\cos\alpha - p\Omega L_dI_d\cos\alpha + \\ &+ p\Omega L_qI_D\sin\alpha + R_aI_d\sin\alpha = \\ &= R_aI_A - p\Omega M_DI_e\cos\alpha + p\Omega\frac{L_d - L_q}{2}I_A^2\sin 2\alpha \end{aligned} \tag{5.55}$$

S-a ținut seama și de rel. (5.53). Expresia (5.54) a cuplului devine:

$$M_e = pM_DI_eI_A\cos\alpha - p\frac{L_d - L_q}{2}I_A^2\sin 2\alpha \tag{5.56}$$

Din aceste relații se pot deduce și ecuațiile în mărimi relative.

Din expresia (5.56) se deduc următoarele:

În cazul decalării periilor față de axa neutră cu un unghi $\alpha < 90°$ în sens invers rotirii rotorului (cazul de față $\alpha > 0$), cuplul motorului cuprinde: a) un prim termen proporțional cu produsul dintre curentul prin indus, curentul prin înfășurarea de excitație precum și cosinusul unghiului de decalaj,

$$M_1 = pM_DI_eI_A\cos\alpha = pM_D\cdot I_A^2\cos\alpha,\ I_e = I_A, \tag{5.57}$$

b) un al doilea termen proporţional cu pătratul curentului I_A şi sinusul dublului unghiului de decalaj, 2α,

$$M_2 = p\frac{L_d - L_q}{2}I_A^2 \sin 2\alpha \tag{5.58}$$

La decalarea periilor în sens invers rotirii rotorului, cuplul rezultant M_e se obţine ca diferenţă a acestor două cupluri, iar la decalarea periilor în sensul rotirii rotorului, cuplul rezultant se obţine ca sumă a acestor două cupluri.

Cuplulu M_2 depinde de diferenţa inductanţelor maşinii pe cele două axe, $L_d - L_q$, deci de diferenţa dintre reluctanţele magnetice pe axele respective.

Pentru o maşină cu stator neted cuplul M_2 este nul, iar cuplul rezultant este dat de relaţia (5.57). Valoarea acestui cuplu este dependentă de unghiul α.

În cazul maşinilor cu poli aparenţi pe stator, se poate obţine un cuplu diferit de zero, chiar şi în condiţiile inexistenţei înfăşurării de excitaţie ($I_e = 0$), dacă periile sînt decalate din axa neutră cu un unghi α.

Decalarea periilor poate fi utilizată ca metodă de reglare a cuplului şi deci a vitezei servomotorului de c.c.

5.3. FUNCŢIILE DE TRANSFER ALE SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Ca element component al sistemelor de reglare automată, servomotorul de c.c. este caracterizat, în regim dinamic, prin funcţia sa de transfer. Se va considera cazul servomotorului cu excitaţie separată, sau excitat cu magneţi permanenţi, comandat prin indus, cel mai utilizat în sistemele automate. Mărimea de intrare va fi tensiunea u_a aplicată indusului, iar mărimea de ieşire — viteza de rotaţie Ω (sau unghiul de rotaţie γ).

5.3.1. CAZUL FUNCŢIONĂRII ÎN SARCINĂ A SERVOMOTORULUI

Ecuaţia echilibrului de cupluri a servomotorului este:

$$J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = M_e - M_r, \tag{5.59}$$

unde:

$$M_e = cU_eNi_a = c_1 i_a \tag{5.60}$$

este cuplul electromagnetic activ, iar

$$M_r = \alpha \cdot \Omega \tag{5.61}$$

este cuplul rezistent, proporţional, deci, cu viteza de rotaţie.

Ecuaţia de tensiuni a indusului (5.15) se scrie:

$$u_a = c_1\Omega + R_a i_a + L_a\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} \tag{5.62}$$

În formă operaţională, $s = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$, ecuaţiile (5.59) - (5.62) devin:

$$\begin{cases} Js\underline{\Omega} = c_1\underline{I_a} - \alpha\underline{\Omega} \\ \underline{U_a} = (R_a + L_a s)\underline{I_a} + c_1\underline{\Omega} \end{cases} \tag{5.63}$$

Eliminînd curentul $\underline{I_a}$ din cele două ecuaţii, se obţine

$$\underline{U_a} = \frac{c_1^2 + R_a\alpha(1 + T_m s)(1 + T_a s)}{c_1}\underline{\Omega} \tag{5.64}$$

unde:

$$T_a = \frac{L_a}{R_a},\ T_m = \frac{J}{\alpha} \tag{5.65}$$

sînt: constanta de timp a circuitului indusului, respectiv constanta mecanică de timp a motorului, inclusiv a sarcinii pe arbore.

Funcţia de transfer, considerînd ca mărime de ieşire viteza unghiulară $\underline{\Omega}$, este:

$$F_{(s)} = \frac{\underline{\Omega}}{\underline{U_a}} = \frac{1/c_1}{1 + \frac{R_a\alpha}{c_1^2}(1 + sT_a)(1 + sT_m)} \tag{5.66}$$

În cazul cînd mărimea de ieşire este unghiul γ, întrucît $\Omega = \mathrm{d}\gamma/\mathrm{d}t$, adică $\underline{\gamma} = \underline{\Omega}/s$ rezultă:

$$F_{1(s)} = \frac{\underline{\gamma}}{\underline{U_a}} = \frac{1/c_1}{s\left[1 + \frac{R_a\alpha}{c_1^2}(1 + sT_a)(1 + sT_m)\right]} \tag{5.67}$$

Dacă constanta de timp electrică T_a este mult mai mică decît constanta de timp mecanică T_m, se neglijează termenii în T_a şi rezultă:

$$F_{1(s)} = \frac{\underline{\gamma}}{\underline{U_a}} = \frac{k_1}{s(1 + T_{em}s)}, \tag{5.68}$$

unde: $k_1 = 1/(c_1 + R_a\alpha/c_1)$, iar $T_{em} = R_aJ/(c_1^2 + R_a\alpha)$.

Servomotorul se comportă, din punct de vedere dinamic, ca un sistem avînd două elemente: unul integrator $1/s$ şi altul inerţial aperiodic $1/(1 + T_{em} \cdot s)$. Apariţia frecării vîscoase conduce la îmbunătăţirea stabilităţii sistemului, contribuind la amortizarea oscilaţiilor.

În ecuaţia cuplurilor (5.59) este posibil să intervină şi un cuplu rezistent, în general — constant, funcţia de transfer ajungînd la o formă mai complicată. Stabilitatea sistemului nu este influenţată esenţial în acest caz, oricum influenţa nu poate fi negativă.

Prezintă interes, totuşi, cazul cînd cuplurile rezistente pe arbore sînt mici, la limită cînd aceste cupluri sînt nule.

5.3.2. CAZUL FUNCȚIONĂRII ÎN GOL A SERVOMOTORULUI

Ecuațiile servomotorului, în cazul limită a funcționării în gol, sînt

$$\begin{cases} \underline{U}_a = (R_a + \underline{L}_a s)\underline{I}_a + c_1\underline{\Omega} \\ Js\underline{\Omega} = c_1\underline{I}_a \end{cases} \tag{5.69}$$

Eliminînd curentul $\underline{I}_a$ din cele două ecuații, se obțin:

$$F_{(s)} = \frac{\Omega}{\underline{U}_a} = \frac{1/c_1}{1 + T_m s + T_a T_m s^2};\ T_m = \frac{R_a J}{c_1^2},\ T_a = \frac{L_a}{R_a} \tag{5.70}$$

$$F_{1(s)} = \frac{\gamma}{\underline{U}_a} = \frac{1/c_1}{s(1 + T_m s + T_a T_m s^2)} \tag{5.71}$$

Stabilitatea servomotorului se analizează după poziția în planul complex al polilor ecuației (5.70)

$$s_{1;2} = -\varepsilon\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\varepsilon^2},\ \varepsilon = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_m}{T_a}},\ \omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_m T_a}} \tag{5.72}$$

Întrucît partea reală este totdeauna negativă, rezultă că sistemul este stabil.

Pentru $\varepsilon = 0$ - sistemul este oscilant (neamortizat), aceasta se întîmplă dacă $R_a = 0$, $J = 0$ deci în cazul ideal cînd indusul are rezistență nulă, iar momentul de inerție a rotorului este, de asemenea, nul. Pentru $\varepsilon \in (0,1)$ — sistemul este amortizat, această situație se obține dacă $T_m < 4T_a$. Pentru $\varepsilon = 1$ răspunsul sistemului este aperiodic critic (amortizat critic), iar pentru $\varepsilon > 1$ — supraamortizat. Expresia vitezei unghiulare $\Omega(t)$, la un semnal treaptă de tensiune $u_a(t)$ aplicată indusului, este

$$\Omega_{(t)} = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t}, \tag{5.73}$$

iar variația în timp a vitezei unghiulare este dată de curbele prezentate în fig. 5.22, după valorile mărimii ε.

Cazurile reale corespund în general condiției $\varepsilon \geq 1$.

Funcțiile de transfer ale servomotorului cu excitație serie, comandate prin tensiunea aplicată motorului, se pot aduce la forme apropiate de cele analizate mai sus.

În cazuri reale răspunsul sistemului diferă față de cazurile ideale analizate, întrucît deducțiile care s-au făcut nu au ținut seama de o serie de fenomene secundare sau neliniarități care mai intervin.

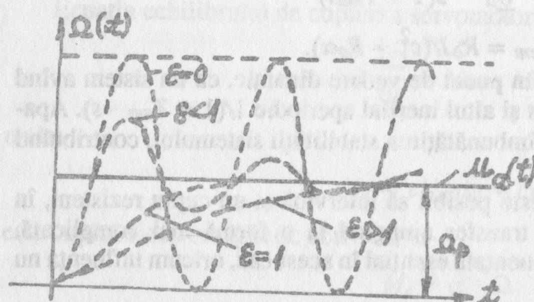


Fig. 5.22.

5.4. CARACTERISTICILE FIZICE, REALE, ALE SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Ecuațiile caracteristicilor de funcționare a servomotoarelor analizate s-au scris pentru modele ideale de mașini, la care nu s-a ținut seama de anumite fenomene fizice care au totuși, în anumite condiții, influențe deloc neglijabile în funcționarea servomotoarelor. Astfel s-au neglijat frecările statice, iar frecările vîscoase s-au considerat proporționale cu viteza de rotație, căderea de tensiune la perii s-a considerat de asemenea neglijabilă, la fel reacția indusului. Pentru un model apropiat de realitate, la care se consideră excitația constantă, ecuația de tensiuni a indusului are forma:[13]

$$u_a = k_e\Omega\Psi_0(i_e) + R_a(i_a)i_a + L_a(i_a)\frac{di_a}{dt} + \varepsilon(i_a, i_e) + \Delta u_p(i_a), \tag{5.74}$$

iar ecuația de cupluri este:

$$J\frac{d\Omega}{dt} + M_a + F_m(\Omega)\Omega = \left[k_e\Psi_0(i_e) + \frac{\varepsilon(i_a, i_e)}{\Omega}\right]i_a \tag{5.75}$$

Uneori, în expresia cuplului, se ține seama și de momentul de torsiune al tijei de legătură dintre arbore și sarcină, mai ales la regimuri dinamice cauzate de variații bruște ale sarcinii. Mărimile din ecuațiile (5.74) și (5.75) sînt:

$\varepsilon(i_a, i_e)$ — căderea de tensiune datorată reacției indusului;
$\Delta u_p(i_a)$ — căderea de tensiune la contactul perie-colector;
M_s — cuplul static de frecări;
$F_m(\Omega)$ — coeficientul frecării vîscoase;
$\Psi_0(i_e)$ — fluxul total de mers în gol.

Pentru mașinile cu excitație electromagnetică efectul reacției indusului este important, mai ales la curenți mari de excitație, în timp ce la servomotoarele cu magneți permanenți este mai puțin important, fiind neglijabil, $\varepsilon(i_a, i_e) \approx 0$.

Căderea de tensiune la perii este dependentă de curentul de sarcină; pentru curenți ai indusului mai mari decît 30% din valoarea nominală, această cădere se menține aproape constantă, fiind în jur de 1V pentru perii metalice cu contact bun.

Rezistența rotorică depinde de temperatură, care, după cum se știe, depinde de curentul prin indus. Rezistența rotorică $R_a(i_a)$ crește cu 50%, cînd temperatura crește cu 130°C.

Inductanța circuitului rotoric variază cu curentul din indus, mai mult la mașina cu excitație electromagnetică decît la cea cu excitație prin magneți permanenți. De exemplu, la un motor cu excitație electromagnetică inductanța variază, de la $I_a = 0$ la $I_a = 9$A, între limitele 50 mH - 25 mH, în timp ce la un motor cu excitație cu magneți permanenți — de la 1,8 la 1,6 mH.

Ținînd seama de influențele enumerate mai sus, se poate ajunge la un model neliniar de servomotor de c.c. foarte apropiat de cel real. Neconcordanțele dintre modelul neliniar și cel liniar (simplificat) sînt mai pronunțate în ceea ce privește

8 Comanda nr. 31271

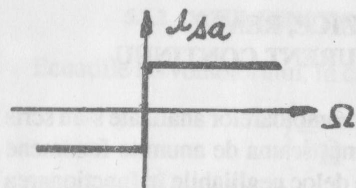


Fig. 5.23

variaţia în timp a curentului absorbit la pornire, de exemplu, şi mai puţin pronunţate pentru variaţia în timp a vitezei.

La servomotoarele cu excitaţie prin magneţi permanenţi, principala sursă de neliniarităţi este dată de cuplul de frecare statică. Explicaţia constă în „prinderea magnetică" a rotorului în anumite poziţii, atunci cînd apar unele excentricităţi constructive, de exemplu. Aceste neliniarităţi sînt foarte pronunţate mai ales cînd este vorba de reglajul vitezei în limite foarte largi 1/5.000 — 1/40.000. În acest caz funcţia de transfer nu mai are expresia simplificată corespunzătoare servomotorului liniar.

Ecuaţia de tensiuni se poate scrie cu aproximaţii acceptabile:

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + c_1 \Omega, \tag{5.76}$$

iar ecuaţia cuplurilor

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M_s = c_1(i_a - i_{sa}), \tag{5.77}$$

unde s-a introdus i_{sa} — curentul prin indus corespunzător învingerii cuplului de frecare statică M_s. Acest curent, i_{sa}, are o variaţie tip releu (fig. 5.23), în raport cu viteza, şi are următoarea semnificaţie fizică: pentru ca motorul să pornească din repaus, este necesar ca prin indus să treacă un curent iniţial i_{sa} (cînd viteza este nulă). Aşadar, pentru pornirea motorului, trebuie aplicată indusului o tensiune care să producă acest curent. Pentru reglajul vitezei în limite restrînse, la valori mici este necesar ca regulatorul de viteză folosit să fie capabil să ţină seama de această neliniaritate pronunţată.

Întrucît, în general, servomotoarele de c.c. sînt alimentate de la redresoare comandate, tensiunea aplicată indusului nu este perfect continuă, de asemenea regimurile tranzitorii care au loc sînt însoţite de modificări ale vitezei în jurul unor valori finale, rezultă că tensiunea indusă se obţine ca o sumă dintre o componentă continuă, constantă şi o componentă cvasi-armonică. Aceasta determină un curent prin indus compus dintr-o componentă continuă şi una alternativă (sinusoidală), deci cuplul are anumite variaţii în timp, care, la rîndul lor, provoacă variaţii ale vitezei, preluate de regulatorul de viteză şi de care acesta trebuie să ţină seama în schema de reglaj.

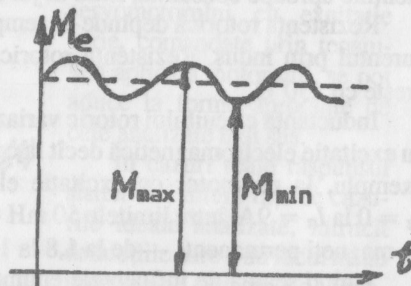


Fig. 5.24.

Chiar şi în situaţiile cînd tensiunea aplicată indusului este perfect constantă, cuplul electromagnetic al maşinii nu este constant, prezentînd variaţii în timp în jurul unei valori medii datorită comutaţiei curentului, precum şi datorită modificării fluxului de excitaţie, provocată de variaţia reluctanţei circuitului magnetic în condiţiile prezenţei crestăturilor (fig. 5. 24). Aceste variaţii ale curentului se manifestă negativ, mai ales la viteze mici, cînd viteza de rotaţie devine inconstantă, oscilantă.

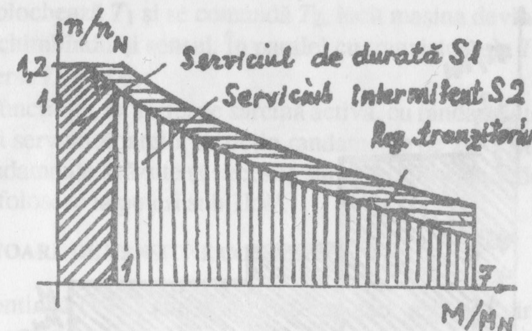


Fig. 5.25.

Se defineşte coeficientul de ondulaţie:

$$k_0 = \frac{M_{max} - M_{min}}{M_{max} + M_{min}} \, 100 \, [\%], \tag{5.78}$$

care se impune să aibă valori sub 2% pentru servomotoarele cu reglaj de viteză în limitele 1/10.000. Din acest motiv se iau numere mari de crestături şi de lamele de colector la aceste motoare, iar crestăturile rotorice sînt înclinate.

Fenomenele de comutaţie şi de reacţie a indusului sînt cele care limitează funcţionarea servomotoarelor la anumite valori maxime, în ceea ce priveşte viteza şi cuplul. De asemenea, temperatura de lucru, corespunzătoare clasei de izolaţie a conductoarelor folosite, impune limitele domeniilor de funcţionare. Firmele constructoare delimitează domeniile de funcţionare a motoarelor, pe caracteristica $n = f(M)$, aşa cum se vede pe fig. 5.25.

Este necesară, deci, definirea parametrilor maşinii; astfel, pentru servomotoarele utilizate la acţionarea avansurilor pentru maşini-unelte se definesc:

— **cuplul nominal**, M_N — cuplul dezvoltat de servomotor cu arbore blocat, temperatura înfăşurării rotorice nedepăşind limita impusă de clasa de izolaţie, în condiţii specificate de ventilaţie (la alimentarea cu sursă de tensiune perfect continuă);

— **turaţia nominală**, n_N — cea mai ridicată turaţie pentru care servomotorul poate dezvolta cuplul nominal, fără a depăşi limita de temperatură impusă în condiţii date de ventilaţie, maşina funcţionînd timp nelimitat, la o comutaţie normală;

— **cuplul maxim** — cuplul intermitent maxim ce poate fi dezvoltat în decursul procesului tranzitoriu pe o durată de cel puţin 0,2 secunde la o comutaţie normală şi fără a se produce demagnetizarea magneţilor permanenţi;

— **turaţia maximă** — turaţia cea mai mare la care servomotorul poate funcţiona în regim de scurtă durată, 1 minut, la un cuplu egal cu jumătate din valoarea cuplului nominal, în condiţii sigure de comutaţie.

În fig. 5.26 sînt prezentate recomandările comisiei Interelectro (din fostul *CAER*) privitoare la domeniul admis de funcţionare a servomotoarelor româneşti (*SMU-C*).[13]

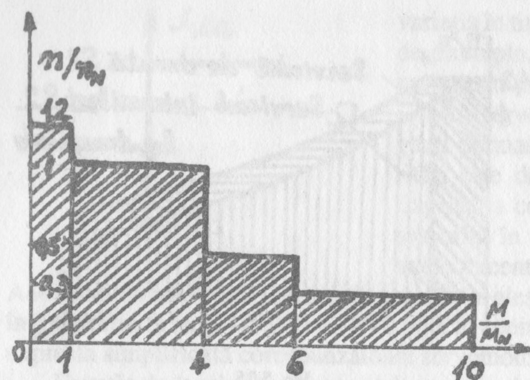


Fig. 5.26.

Din fig. 5.26 se observă că aceste servomotoare trebuie să prezinte un cuplu impulsional de 10 M_N.

Limitele domeniilor de funcţionare se pot extinde, dacă se utilizează ventilatoare suplimentare (răcire forţată).

În general, la servomotoarele de c.c., limitarea cuplului, deci a curentului prin indus, se realizează din sursa de alimentare (prin regulatorul de curent), care îşi poate modifica mărimea de referinţă în funcţie de viteză. De asemenea, servomotoarele sînt prevăzute cu relee, bimetale de obicei, care întrerup alimentarea la depăşirea limitelor de temperatură.

5.5. COMANDA ELECTRONICĂ A SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Comanda servomotoarelor de c.c. se face în aproape toate cazurile prin modificarea tensiunii aplicate indusului. În acest scop se folosesc surse de tensiune reglabilă, care cuprind semiconductoare de putere comandate: tiristoare şi tranzistoare.

Sursele utilizate la alimentarea servomotoarelor de curent continuu se împart în trei categorii: amplificatoare liniare, variatoare de tensiune continuă (prin impulsuri), redresoare comandate.

5.5.1. AMPLIFICATOARE LINIARE

Etajul final al amplificatoarelor liniare, de obicei în clasa B de funcţionare, cuprinde tranzistoare complementare de putere T_1, T_2 (fig. 5. 27). Amplificatorul permite funcţionarea servomotorului în cele patru cadrane. Cînd se comandă baza tranzistorului T_1, sensul curentului prin motor este figurat prin săgeata *I*. Inversarea sensului se realizează, dacă T_1 este blocat, în schimb se comandă baza tranzistorului T_2.

Dacă iniţial T_1 este în saturaţie (T_2 blocat), motorul avînd un anumit sens de rotaţie

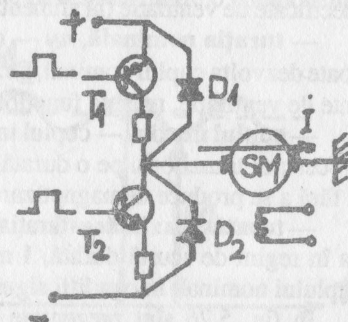


Fig. 5.27.

şi se cere frînarea sa, atunci se blochează T_1 şi se comandă T_2, încît maşina devine generator, curentul prin indus schimbîndu-şi sensul. În paralel cu tranzistoarele T_1 şi T_2 se conectează diodele inverse D_1 şi D_2.

Aceste amplificatoare pot funcţiona, teoretic, pe sarcină activă, cu randamente de 60%, dar în cazul alimentării servomotoarelor se obţin randamente de 20-30%. Datorită faptului că prezintă randamente scăzute şi necesită surse de alimentare de c.c., amplificatoarele liniare se folosesc la puteri sub 1kW.

5.5.2. VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Variatoarele de tensiune continuă (*VTC*) sînt convertizoare care reglează circulaţia de putere în circuite de c.c. după principiul comenzii prin variaţia frecvenţei sau duratei impulsurilor de tensiune. Impulsurile se obţin prin trecerea alternativă în stare de conducţie şi de blocare a convertizorului. Primele *VTC* care s-au obţinut au folosit contactoare mecanice conectate între sursa de c.c. şi indusul motorului. Valoarea medie a tensiunii de ieşire din *VTC* se poate modifica, teoretic, între zero şi valoarea tensiunii sursei. Indiferent de tipul sursei de c.c., se introduce, între sursă şi *VTC*, un filtru absolut necesar funcţionării corecte a echipamentului precum şi pentru îmbunătăţirea performanţelor energetice ale sistemului.

Utilizînd reprezentarea $n = f(M)$ a caracteristicii mecanice a servomotoarelor, după poziţia punctului de funcţionare în unul din cele 4 cadrane (notate în sens trigonometric pozitiv) şi avînd în vedere posibilităţile concrete oferite de *VTC*, acestea se împart în: sisteme de funcţionare într-un singur cadran (motor într-un sens), sisteme de funcţionare în două cadrane (motor şi frînă cu recuperare), sisteme de funcţionare în 4 cadrane (motor în ambele sensuri de rotaţie şi frînă).

În fig. 5.28 este prezentat un sistem care permite inversarea sensului tensiunii la bornele sarcinii, precum şi frînarea motorului. În intervalul (0, T_c) sînt în conducţie atît *VTC*-1 cît şi *VTC*-2, motorului i se aplică tensiunea U_a, deci U_s şi I_s sînt pozitive, corespunzătoare unui sens de rotaţie 1 (funcţionare în cadranul I). În intervalul ($T_c - T$) sînt blocate *VTC*-1 şi *VTC*-2, circuitul se închide prin diodele D_1 şi D_2, borna *A* a motorului este conectată la –, iar borna *B* la +, adică tensiunea aplicată motorului este $-U_a$. Curentul prin motor nu circulă decît în sensul figurat, de la borna *A* la borna *B*, funcţionarea motorului fiind în cadranul IV, deci în regim de frînă.

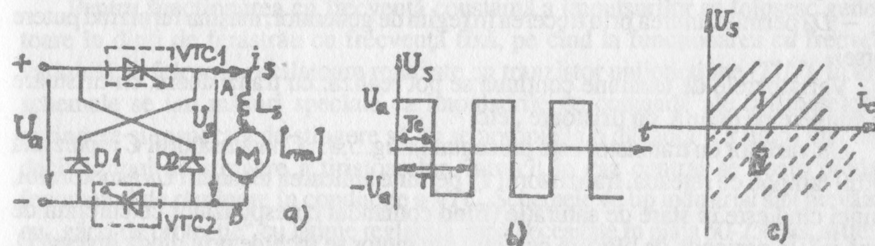


Fig. 5.28.

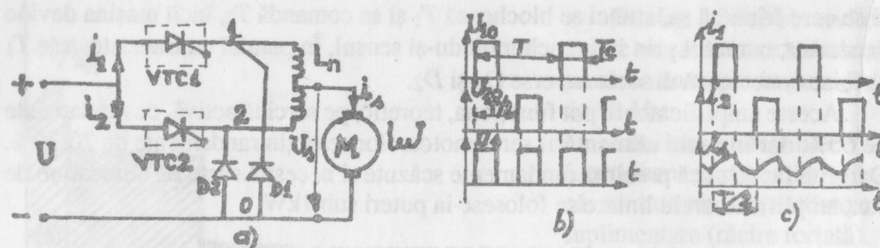


Fig. 5.29.

Valoarea medie a tensiunii U_s, pe o perioadă, depinde de raportul $a = T_c/T$, dintre timpul de conducție a *VTC* și perioada impulsurilor de comandă. Se poate deduce U_{sm}, adică

$$U_{sm} = \frac{T_C U_a - (T - T_c) U_a}{T} = \frac{2T_c - T}{T} U_a = (2a - 1) U_a \qquad (5.79)$$

Rezultă că $U_{sm} > 0$, adică mașina lucrează, global, ca motor, dacă $a > 0{,}5$.

În fig. 5.29.*a* este prezentată o altă schemă, cu conținut redus de armonici superioare. *VTC*-1 și *VTC*-2 lucrează în paralel cu motorul de c.c. prin divizorul inductiv de tensiune, reprezentat prin bobina de absorbție L_n, care funcționează în regim nesaturat.

Pentru reducerea conținutului de armonici superioare a tensiunii de ieșire și a curentului de intrare, cele două variatoare sînt comandate defazat unul față de celălalt cu o durată egală cu o semiperioadă de tact a variatoarelor. În fig. 5.29.*b* sînt prezentate tensiunile U_{10}, U_{20} la ieșirea din variatoare, precum și tensiunea la bornele motorului (sarcinii) U_s. Curenții i_1 și i_2 prin cele două variatoare (ideali și curentul prin motor, i_s, sînt reprezentați în fig. 5.29.*c*. Situațiile de curent întrerupt prin motor, la valori ale lui *a* reduse, sînt sensibil eliminate, față de cazul utilizării unui singur variator.

În fig. 5.30 este prezentat un sistem care funcționează în patru cadrane. Pentru funcționarea motorului într-un sens de rotație se comandă, de exemplu, variatoarele V_1 și V_2. Inversarea sensului de rotație se obține dacă se comandă V_3 și V_4. Diodele $D_1 - D_4$ permit frînarea prin trecerea în regim de generator, mașina furnizînd putere sursei.

Variatoarele de tensiune continuă se pot realiza: cu tranzistoare, cu tiristoare cu stingere pe poartă, cu tiristoare , etc.

Un variator cu tranzistor este prezentat în fig. 5.31. Condensatorul *C* reprezintă filtrul tampon cu rețeaua, tranzistorul T_1 permite aplicarea tensiunii U_a a motorului, atunci cînd este în stare de saturație (fiind comandat corespunzător cu curentul de bază i_B). În perioada de blocare curentul din motor se închide prin dioda inversă *D*. Variatoarele cu tranzistoare sînt rentabile mai ales la acționările de mică putere, întrucît, dacă se folosesc tranzistoare de medie putere de comutație, este necesară

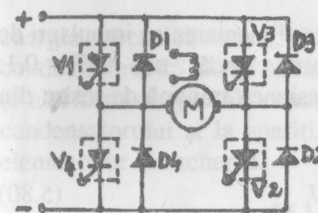


Fig. 5.30.

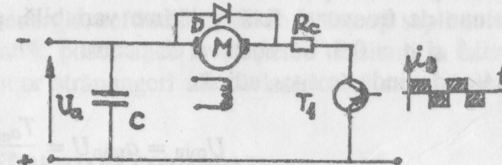


Fig. 5.31.

o putere mică de comandă în bază. Se pot folosi tranzistoare la motoare cu puteri pînă la 20 kW și mai mult. Schema de comandă este destul de simplă.

În ultima vreme s-au construit circuite integrate de putere de comutație cu care pot fi comandate motoare de c.c. pînă la 40 kW. Avantajul acestor circuite integrate constă în faptul că puterea de comandă este mult mai mică ca la tranzistoare, avînd o amplificare în comutație foarte mare și în plus circuitul integrat cuprinde la bornele de ieșire și condensatorul de protecție.

Variatoarele cu tiristoare folosesc numai tiristoare și diode rapide pentru a obține performanțe bune: plaja întinsă de reglaj al tensiunii, filtrul tampon de rețea convenabil, volum și greutate acceptabile. În momentul actual, aceste variatoare se utilizează la acționările de mare putere. Întrucît tensiunea de intrare în variator este continuă, tiristorul odată aprins nu se stinge decît dacă i se întrerupe curentul sau dacă i se aplică o tensiune de polaritate inversă, de obicei prin conectarea la bornele unui condensator cu polaritate convenabilă.

Variatoarele cu tiristoare cu stingere pe poartă s-au extins în ultimii ani, întrucît prezintă scheme de comandă simplificate în raport cu cele folosite la tiristoarele normale. Puterea de stingere este totuși mai mare, însă pe ansamblu puterea de comandă este de 3-4 ori mai mică decît la tranzistoarele de comutație de aceeași putere.

Variatoarele de tensiune continuă, indiferent de structura lor, pot funcționa în următoarele regimuri:

— cu frecvență constantă a impulsurilor;
— cu lățime constantă a impulsurilor;
— cu frecvență și lățime variabilă a impulsurilor.

Pentru funcționarea cu frecvență constantă a impulsurilor se folosesc generatoare în dinți de ferăstrău cu frecvență fixă, pe cînd la funcționarea cu frecvență variabilă se folosesc oscilatoare realizate cu tranzistor unijoncțiune (*TUJ*). În toate schemele se iau măsuri speciale ca impulsurile de comandă ale tiristoarelor de aprindere și respectiv de stingere să nu se apropie la o distanță (ca timp) mai mică decît timpul de stingere a tiristoarelor, întrucît în caz contrar se poate produce fenomenul de rămînere în conducție a *VTC*. Schemele de tip industrial sînt prevăzute cu „gărzi de protecție" cu lățime reglabilă după necesitate în plaja 50-250 μs, astfel că impulsurile de aprindere și stingere, indiferent de tensiunea de ieșire din regulator, nu se pot apropia la o distanță mai mică decît cea dată de gărzile de protecție.

În fig. 5.32 se prezintă variaţia tensiunii medii la alimentarea cu impulsuri de tensiune de frecvenţă fixă şi lăţime variabilă, pentru valorile: $a = T_c/T = 0{,}1$; $a = 0{,}5$ şi $a = 0{,}9$. Se observă că pentru T dat, tensiunea minimă de ieşire din variator depinde de a_{min}, adică:

$$U_{min} = a_{min}U = \frac{T_{a_{min}}}{T}U, \qquad (5.80)$$

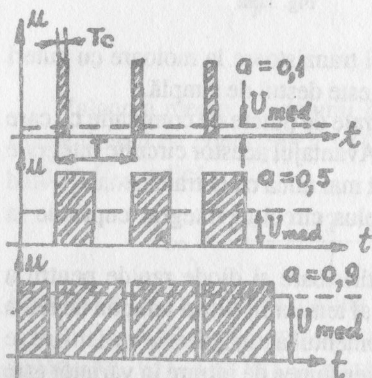


Fig. 5.32.

unde $T_{a_{min}}$ depinde de tipul de variator şi de puterea sa. De exemplu, la variatoarele de putere cu tiristoare cu stingere cu condensator, ţinînd seama că timpul de stingere a tiristorului este de circa 20-50 μs şi luînd în considerare timpul de oscilaţie propriu al circuitului LC de stingere, $T_{a_{min}}$ poate atinge valori între 100 şi 400 μs. În acest caz pentru a se obţine o tensiune minimă acceptabilă de circa (1 - 8)% U_a, trebuie ca T, perioada de tact a *VTC*, să se găsească în domeniul (1,25 — 40) ms, deci frecvenţa de lucru a variatoarelor de putere se alege între 800 şi 25 Hz. La frecvenţe mici VTC este mai ieftin şi are pierderi mici, dar filtrul de reţea necesită capacităţi mari, în plus şi inductanţa conectată în serie cu indusul trebuie să fie mare.

Pentru variatoarele de mică putere realizate cu tranzistoare, unde $T_{a_{min}}$ este impus doar de timpul de comutare propriu al tranzistorului, frecvenţa de lucru se situează în domeniul (0,5 — 3) kHz sau mai mult.

Valoarea a_{max} impune practic căderea de tensiune pe variator, $\Delta U = (1 - a_{max})U$, care este cuprinsă între 2 şi 5% din U. În practică, în unele aplicaţii, după ce *VTC* a atins valoarea a_{max}, se procedează la scurtcircuitarea variatorului, căderea de tensiune ΔU devenind zero. Această operaţie este necesară în mod deosebit la variatoarele de mică putere şi care lucrează cu frecvenţă ridicată.

În condiţiile funcţionării variatorului la valori mici ale lui a (la viteze reduse ale servomotorului) pot apărea situaţii de curent întrerupt prin motor, cînd cuplul este nul, deci rotirea este neuniformă; acest regim poate fi parţial eliminat, dacă se foloseşte o reacţie minoră de tensiune. [27]

După cum s-a văzut, frecvenţa impulsurilor (de choppare) se găseşte în domeniul audibil, încît variatoarele pot constitui surse de „zgomot", ceea ce în anumite aplicaţii limitează folosirea lor.

Un alt dezavantaj al variatoarelor decurge din apariţia „fenomenului de pompaj", adică de trimitere de către motor a unei energii electrice spre sursa de c.c. Cum, de obicei, sursa de c.c. este un filtru (un condensator), circulaţia de putere fiind unidirecţională, sursă-motor, rezultă că în regimurile de frînare prin recuperare, energia mecanică înmagazinată în motor este trimisă, ca energie electrică, în condensatorul de filtraj. Această energie, nefiind disipată de rezistenţe suplimentare şi nici trimisă spre alt consumator, poate duce la creşterea tensiunii la bornele condensatorului şi la apariţia unor străpungeri ale dielectricului sau a izolaţiei elementelor din schemă.

5.5.3. REDRESOARE COMANDATE

Redresoarele comandate folosesc în general tiristoare de putere, modificarea tensiunii de ieşire fiind realizată prin comanda unghiului lor de aprindere. Din multitudinea de variante de redresoare comandate, folosite în practică, vor fi prezentate două variante cu alimentare monofazată (fig. 5.33) şi două alimentate trifazat (fig. 5.34).

În fig. 5.33.*a*, se prezintă o punte redresoare semicomandată, care cuprinde diodele $D_1 - D_2$ şi tiristoarele $T_1 - T_2$. Alimentarea se realizează de la reţeaua monofazată, cu sau fără transformator de adaptare. Schema permite reglarea curentului prin indus fără inversarea sensului de rotaţie. La viteze mici de rotaţie apar situaţii de curent întrerupt prin motor, deci mişcări neuniforme. Prelungirea curentului prin indus la semnale mici de comandă se realizează dacă se înseriază cu indusul bobina de netezire L_n. Prezenţa curentului întrerupt reduce şi viteza de răspuns a sistemului, de aceea această schemă se utilizează numai în cazurile cînd se impun condiţii deosebite privitoare la regimul dinamic al acţionării.

În fig. 5.33.*b*, se prezintă o schemă de comandă reversibilă a servomotorului *M*, care utilizează tiristoarele T_1 şi T_2 pentru un sens de rotaţie, iar tiristoarele T_3 şi T_4 pentru celălalt sens de rotaţie. Transformatorul T_r, de adaptare, posedă obligatoriu priză mediană. Schema poate funcţiona şi cu curenţi de egalizare astfel reglaţi, încît se pot elimina parţial situaţiile de curent întrerupt, scop în care se folosesc şi inductanţele L_n.

În fig. 5.34.*a*, se prezintă un redresor comandat, cu alimentare trifazată, care foloseşte două transformatoare T_{r_1} şi T_{r_2}, în secundarele lor fiind introduse cîte trei tiristoare care realizează redresarea cu punct median. Pentru acţionarea într-un sens a motorului se comandă tiristoarele T_1, T_2, T_3, iar pentru reversare se comandă T_4, T_5, T_6.

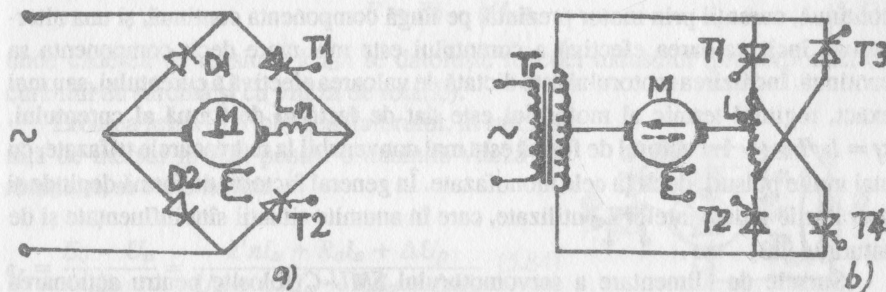


Fig. 5.33.

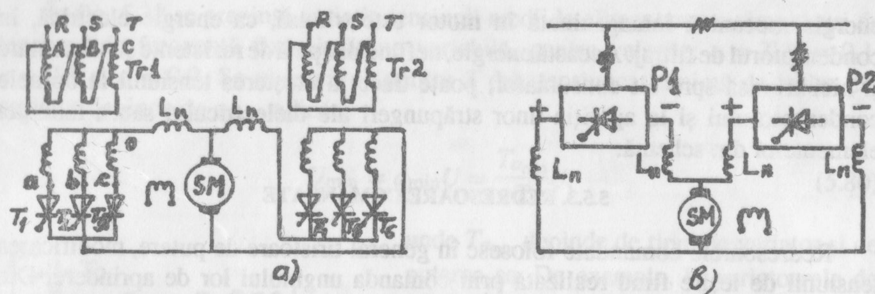


Fig. 5.34.

Inductanțele L_n au rolul de netezire a curentului prin motor. Comanda adecvată a celor două grupuri de tiristoare conduce la reglarea curenților de circulație între cele două transformatoare, în așa fel încît să elimine regimul de curent întrerupt prin motor.

În fig. 5.34.*b*, se prezintă o variantă mai economică de redresor comandat, cu alimentare trifazată, la care nu mai sînt folosite transformatoarele trifazate, în schimb utilizează patru bobine de netezire. Redresorul comandat cuprinde două punți hexafazate P_1 și P_2 (avînd fiecare cîte 6 tiristoare, conform schemei de redresare trifazată în punte). La funcționarea în plină sarcină într-un sens se comandă complet puntea P_1, iar la funcționarea în celălalt sens se comandă puntea P_2 (inversîndu-se astfel sensul curentului prin indus). Pentru sarcini reduse, într-un sens, de exemplu, puntea P_1 lucrează în regim de redresor, absorbind putere de la rețea, iar puntea P_2 lucrează în regim de invertor, trimițînd putere spre rețea; diferența dintre cele două puteri fiind egală, ideal cu puterea preluată de motor.

Reglajul permanent al curenților de circulație conduce astfel la eliminarea regimului de curent întrerupt prin motor, chiar și la viteze foarte scăzute ale servomotorului.

Redresoarele comandate sînt cele mai ieftine și mai economice surse, la puteri peste 1-2 kW, întrucît tensiunea de ieșire la redresoarele comandate nu este perfect continuă, curenții prin motor prezintă, pe lîngă componenta continuă, și una alternativă, încît valoarea efectivă a curentului este mai mare decît componenta sa continuă. Încălzirea motorului este dictată de valoarea efectivă a curentului, sau mai exact, regimul termic al motorului este dat de factorul de formă al curentului, $k_f = I_{ef}/I_{med} > 1$. Factorul de formă este mai convenabil la redresoarele trifazate, cu mai multe pulsuri, decît la cele monofazate. În general factorul de formă depinde și de valorile inductanțelor L_n utilizate, care în anumite situații sînt influențate și de saturație.[13]

Sursele de alimentare a servomotorului *SMU-C* folosite pentru acționarea avansurilor la mașini-unelte, construite la I. Electrotehnica-București, sînt realizate după schema de principiu prezentată în fig. 5.34.*b*.

5.6. TAHOGENERATORUL DE CURENT CONTINUU

5.6.1. GENERALITĂȚI

Tahogeneratoarele de c.c. sînt traductoare capabile să evalueze cît mai fidel viteza de rotație a unui arbore pe cale electrică. În principiu, aceste mașini sînt generatoare de c.c. care trebuie să prezinte o caracteristică tensiune indusă-viteză cît mai liniară, pentru un domeniu cît mai întins de variație a vitezei de rotație a rotorului. Față de alte tahogeneratoare (sincrone, de exemplu) tahogeneratoarele de c.c. prezintă avantajul lipsei erorii de fază, adică valoarea curentului de sarcină nu depinde de caracterul sarcinii. Constructiv, însă, aceste tahogeneratoare sînt mai complicate, deci sînt mai scumpe, iar cheltuielile de întreținere, datorită prezenței contactului perie-colector, sînt ridicate; totodată necesită și filtre de deparazitare (condensatoare, în paralel), care măresc constanta de timp. Cu toate că prezintă aceste dezavantaje, tahogeneratoarele de c.c. sînt cele mai răspîndite traductoare de viteză, folosite în sistemele automate și, de cele mai multe ori, sînt integrate în construcția servomotoarelor a căror viteză trebuie evaluată.

5.6.2. CARACTERISTICILE TAHOGENERATOARELOR DE C.C.

În condițiile cînd tahogeneratorul funcționează în gol, tensiunea la borne este dată de:

$$E_0 = \frac{P}{a}\frac{n}{60}N\Phi_0 = k_e n\Phi_0\ ;\ n = \frac{30\Omega}{\pi}, \qquad (5.81)$$

ceea ce înseamnă că între viteza unghiulară de rotație Ω și tensiunea indusă există o dependență perfect liniară, dacă fluxul de excitație Φ_0 este constant.

La funcționarea în sarcină (fig. 5.35) ecuația de tensiuni a tahogeneratorului se scrie:

$$U_a = E - R_a I_a - \Delta U_p, \qquad (5.82)$$

unde E este tensiunea indusă la mersul în sarcină, R_a — rezistența rotorului, I_a — curentul de sarcină, iar ΔU_p este căderea de tensiune la perii. Tensiunea indusă în sarcină se poate exprima astfel:

$$E = E_0 - k'I_a n, \qquad (5.83)$$

unde căderea de tensiune $k'I_a n$ se datorește reacției indusului (proporțională cu curentul de sarcină și cu viteza de rotație).

Eroarea relativă a tahogeneratorului, în sarcină față de mersul în gol, pentru o anumită viteză de rotație, n, se scrie astfel:

$$\varepsilon_r = \frac{E_0 - U_a}{E_0} = \frac{k'nI_a + R_a I_a + \Delta U_p}{U_a + k'nI_a + R_a I_a + \Delta U_p} \qquad (5.84)$$

Ținînd seama de faptul că $U_a = R_s I_a$, rezultă

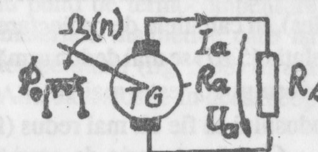


Fig. 5.35.

$$\varepsilon_r = \frac{k'n + R_a + \Delta U_p/I_a}{R_s + R_a + k'n + \Delta U_p/I_a} \qquad (5.85)$$

De asemenea, se deduce şi dependenţa $U_a = f(n)$, anume:

$$U_a = (1 - \varepsilon_r)E_0 = \frac{R_s}{R_s + R_a + k'n}(k_e\Phi_0 n - \Delta U_p) \qquad (5.86)$$

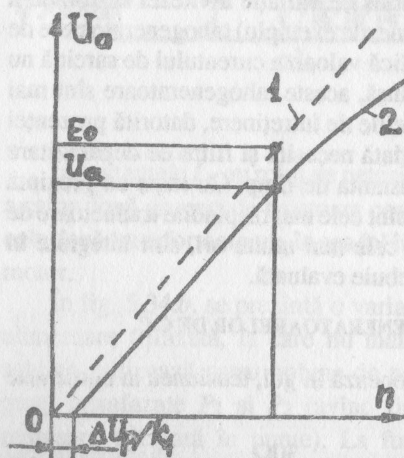


Fig. 5.36.

În fig. 5.36, dreapta 1 reprezintă dependenţa ideală, $E_0 = k_e\Phi_0 n = k_1 n$, a tensiunii la mersul în gol al tahogeneratorului funcţie de viteza de rotaţie, iar curba 2 reprezintă variaţia $U_a = f(n)$, în sarcină, dată de relaţia (5.86). Se constată existenţa unei zone de insensibilitate a tahogeneratorului, adică pentru $n \in (0, \Delta U_p/k_1)$ tensiunea la perii este nulă ("zonă moartă"). Micşorarea acestei zone se realizează dacă ΔU_p este redusă la minimum; de aceea se utilizează contacte perie-colector aproape perfecte, periile se confecţionează din oţel inoxidabil, de asemenea şi colectorul, periile metalice se argintează în zona de lucru, se utilizează perii din bronz fosforos, etc.

Prezenţa, la numitorul expresiei (5. 86), a termenului în *n*, face ca la creşterea vitezei, U_a să se diminueze, ceea ce înseamnă că dependenţa $U_a = f(n)$ devine neliniară, aşa cum se vede în fig. 5.36, curba 2. Influenţa termenului $k'n$ este cu atît mai mică, cu cît R_s este mai mare. Acest fapt se deduce dacă în rel. (5.85) neglijăm ΔU_p şi împărţim prin $k'n + R_a$, adică

$$\varepsilon_r = \frac{1}{1 + \dfrac{R_s}{k'n + R_a}} \qquad (5.87)$$

Din cele de mai sus, rezultă că liniaritatea dependenţei $U_a = f(n)$ se menţine cu atît mai mult cu cît sarcina tahogeneratorului este mai mică sau rezistenţa R_s este mai mare. De aceea solicitările electromagnetice (densitate de curent în indus mai ales), în calculele de proiectare, se iau mai mici decît la maşinile obişnuite. Tot din relaţia (5.87) se mai deduc următoarele: eroarea este cu atît mai mică cu cît rezistenţa indusului R_a este mai mică, de asemenea termenul $k'n$ corespunzător reacţiei indusului să fie cît mai redus (funcţionare la viteze mici).

O altă categorie de erori a tahogeneratorului de c.c. se datoreşte variaţiei în timp a tensiunii de ieşire, tensiune care, după cum se ştie, are o formă pulsatorie, fig. 5.37. Această tensiune se poate descompune într-o componentă continuă,

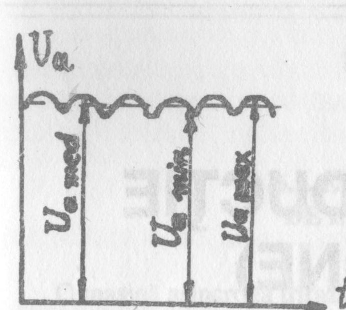


Fig. 5.37.

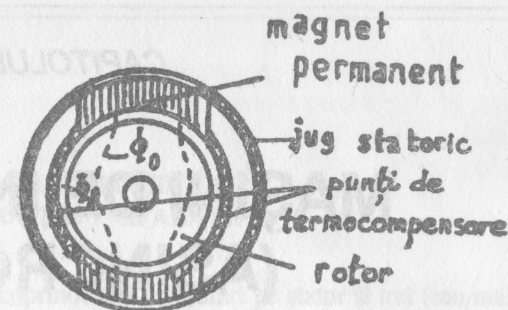


Fig. 5.38.

$U_{a\,med}$, şi una alternativă. Curentul de sarcină va avea, de asemenea, o componentă continuă şi una alternativă. Componenta alternativă a curentului poate fi defazată de cea a tensiunii; dacă sarcina nu este pur activă, poate apărea deci o eroare de fază, similară cu cea de la tahogeneratoarele de curent alternativ. Reducerea acestor erori se face prin mărirea numărului de lamele de colector şi implicit micşorarea lăţimii lor. Coeficientul de ondulaţie a tensiunii se defineşte ca:

$$k_0 = \frac{U_{a\,max} - U_{a\,min}}{U_{a\,max} + U_{a\,min}} \qquad (5.88)$$

şi atinge valori de 4,89% pentru cinci lamele de colector, scăzînd la 0,73% cînd numărul de lamele este 13. Pentru reducerea acestui coeficient se mai utilizează filtre *RC* montate în paralel cu sarcina, dar care influenţează negativ răspunsul sistemului, în regim dinamic.

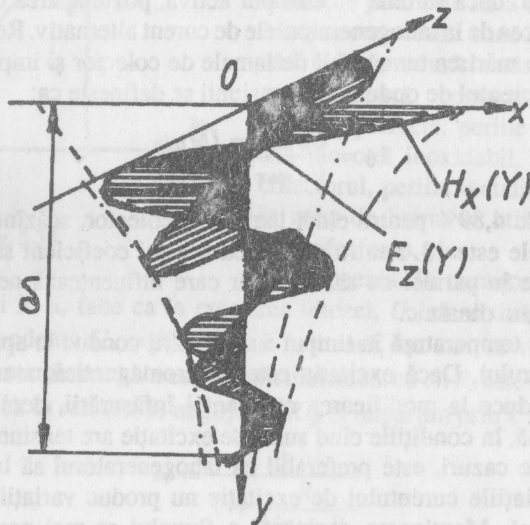
Variaţiile de temperatură în timpul funcţionării conduc la apariţia unor erori ale tahogeneratorului. Dacă excitaţia este electromagnetică, atunci modificarea temperaturii conduce la modificarea rezistenţei înfăşurării, deci a curentului şi fluxului în maşină, în condiţiile cînd sursa de excitaţie are tensiune constantă. De aceea, în anumite cazuri, este preferabil ca tahogeneratorul să lucreze în regim saturat, cînd variaţiile curentului de excitaţie nu produc variaţii importante ale fluxului în maşină. Menţinerea constantă a fluxului se mai poate realiza dacă alimentarea excitaţiei se face la curent constant.

Cînd tahogeneratorul este excitat cu magneţi permanenţi, se utilizează materiale cu stabilitate mare în timp şi la temperatură (de exemplu, *Alnico*). De asemenea, pentru diminuarea erorilor de temperatură se prevăd punţi de termocompensare montate între polii principali, punţi realizate din materiale magnetice care îşi micşorează permeabilitatea magnetică cu creşterea temperaturii (fig. 5.38) în aşa fel încît fluxul principal Φ_0 să se menţină constant. Aliajele folosite în acest scop sînt: calmalloy, termalloy sau compensator.

Pentru menţinerea stabilităţii în timp a magneţilor (compensarea demagnetizărilor inerente) unele tahogeneratoare folosesc şunturi reglabile (plasate între poli), a căror poziţie este modificată cu ocazia etalonării periodice a tahogeneratorului.

CAPITOLUL 6

MAŞINI DE INDUCŢIE (ASINCRONE) SPECIALE



6.1. ECUAŢIILE MAŞINILOR DE INDUCŢIE TRIFAZATE

O maşină asincronă trifazată cuprinde trei înfăşurări pe stator şi trei (sau mai multe) înfăşurări pe rotor, încît matricea impedanţelor posedă în total 6 linii şi 6 coloane. Această matrice se poate reduce la una cu 4 linii şi 4 coloane, dacă se utilizează transformarile de faze (de la trei faze la două faze) pentru stator şi pentru rotor, după care se aplică transformarea tip comutator pentru rotor, ajungîndu-se astfel la modelul de maşină primitivă cu comutator (cap.2).

Ecuaţiile maşinii asincrone se pot scrie direct, utilizînd relaţia (2.85), în cazul particular cînd inductanţele pe cele două axe D şi Q sînt egale, întrucît armăturile maşinii sînt considerate cilindrice (fără poli aparenţi pe ambele armături).

Se folosec notaţiile: M — inductanţa mutuală maximă dintre o înfăşurare statică şi una rotorică; R_1, L_1, M_1 — rezistenţa unei faze, inductanţa proprie, respectiv inductanţa mutuală dintre două faze referitoare la stator; R_2, L_2, M_2 — mărimile corespunzătoare referitoare la rotor.

Inductanţa proprie a înfăşurărilor trifazate statorice bifazate echivalente, notată $\overline{L}_1$ va fi $L_1 - M_1$, iar cea corespunzătoare rotorului notată $\overline{L}_2$ va fi $L_2 - M_2$ (rel. 2.39). Numărul de spire pe fază pentru sistemul de înfăşurări bifazate echivalente este de $\sqrt{3/2}$ ori mai mare decît cel real, al înfăşurării trifazate. Deoarece inductanţa mutuală este proporţională cu produsul N_1N_2 (al numerelor de spire ale înfăşurărilor), atunci maximul inductanţei mutuale stator-rotor (pe fază) a sistemului bifazat echivalent va fi $\overline{M} = (3/2)M$. Valorile inductanţelor mutuale stator-rotor, pentru sistemul bifazat echivalent, vor fi funcţii de timp, depinzînd de poziţia rotorului în raport cu statorul.

Efectul transformării tip comutator (aplicată numai rotorului) este de a converti bobinele rotorice, în mişcare, în bobine pseudostaţionare legate la colector, pe care calcă periile, plasate în axa d respectiv în axa q.

Ecuaţiile de tensiuni pentru maşina echivalentă cu comutator sînt identice cu cele ale modelului din fig. 2.10, adică

$$\begin{vmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + \overline{L}_1 s & 0 & 0 & \overline{M}s \\ 0 & R_1 + \overline{L}_1 s & \overline{M}s & 0 \\ -\omega_R \overline{M} & \overline{M}s & R_2 + \overline{L}_2 s & -\omega_R \overline{L}_2 \\ \overline{M}s & \omega_R \overline{M} & \omega_R \overline{L}_2 & R_2 + \overline{L}_2 s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \qquad (6.1)$$

unde

$$\overline{L} = L_1 - M_1, \overline{L}_2 = L_2 - M_2, \overline{M} = 3M/2 \qquad (6.2)$$

6.1.1. ECUAŢIILE ÎN REGIM TRIFAZAT SIMETRIC

Presupunem funcţionarea maşinii în regim trifazat simetric permanent sinusoidal, cînd se admite reprezentarea în complex simplificat, iar derivatei în raport cu timpul îi corespunde înmulţirea cu $j\omega_s$ (ω_s - fiind pulsaţia tensiunilor aplicate statorului).

Se fac următoarele notaţii:

$$\overline{L}_1 s = \overline{L}_1(j\omega_s) = JX_1, \overline{L}_2 s = L_2(j\omega_s) = jX_2, \overline{M}s = \overline{M}(j\omega_s) = jX_m \qquad (6.3)$$

Se introduce alunecarea:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_R}{\omega_s}, \omega_R = \omega_s(1 - s) \qquad (6.4)$$

(a nu se confunda cu operatorul de derivate în timp, care nu va mai apărea în cele ce urmează, o dată cu trecerea la reprezentarea în complex a mărimilor).

Rezultă că:

$$\overline{M}\omega_R = \overline{M}\omega_s(1 - s) = X_m(1 - s), \overline{L}_2\omega_R = \overline{L}_2\omega_s(1 - s) = X_2(1 - s) \qquad (6.5)$$

Ecuaţiile (6.1) devin:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_D \\ \underline{U}_Q \\ \underline{U}_q \\ \underline{U}_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & R_1 + jX_1 & jX_m & 0 \\ -(1 - s)X_m & jX_m & R_2 + jX_2 & -(1 - s)X_2 \\ jX_m & (1 - s)X_m & (1 - s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_D \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \end{vmatrix} \qquad (6.6)$$

Tensiunile $\underline{U}_q$, $\underline{U}_d$ şi curenţii $\underline{I}_q$, $\underline{I}_d$ au frecvenţe date de reţeaua de alimentare (ω_s); în realitate, frecvenţa tensiunilor şi curenţilor rotorici este egală cu $s\omega_s$.

Pentru regimul echilibrat trifazat, notînd:

$$\underline{U}_D = \underline{U}_1 \text{ rezultă } \underline{U}_Q = -j\underline{U}_1 \qquad (6.7)$$

Similar pentru rotor, dacă

$$\underline{U}_d = \underline{U}_2 \text{ rezultă } \underline{U}_q = -j\underline{U}_2 \qquad (6.8)$$

La motorul cu rotor în scurtcircuit sînt valabile $\underline{U}_d = \underline{U}_q = \underline{U}_2 = 0$.

Dacă se notează:

$$\underline{I}_D = \underline{I}_1, \underline{I}_d = \underline{I}_2 \qquad (6.9)$$

rezultă

$$\underline{I}_Q = -j\underline{I}_1, \quad \underline{I}_q = -j\underline{I}_2 \qquad (6.10)$$

Se poate demonstra acest fapt, pornind de la (6.6), anume:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & R_1 + jX_1 & jX_m & 0 \\ -(1 - s)X_m & jX_m & R_2 + jX_2 & -(1 - s)X_2 \\ jX_m & (1 - s)X_m & (1 - s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \qquad (6.11)$$

unde s-au introdus rel. (6.7), (6.8) şi (6.9).

Înmulţind a doua şi a treia ecuaţie din (6.11) cu j, se obţine:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & jR_1 - X_1 & -X_m & 0 \\ -j(1 - s)X_m & -X_m & jR_2 - X_2 & -j(1 - s)X_2 \\ jX_m & (1 - s)X_m & (1 - s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \qquad (6.12)$$

Scăzînd a doua ecuaţie din prima şi a treia din a patra, se obţine:

$$\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & X_1 - jR_1 & X_m & jX_m \\ jX_m(2 - s) & X_m(2 - s) & X_2(2 - s) - jR_2 & R_2 + jX_2(2 - s) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \qquad (6.13)$$

Separînd termenii în $\underline{I}_Q$ şi $\underline{I}_q$ şi trecîndu-i în membrul stîng; în membrul drept rămînînd termenii în $\underline{I}_1$ i $\underline{I}_2$, se ajunge la:

$$\begin{vmatrix} -X_1 + jR_1 & -X_m \\ -X_m(2 - s) & jR_2 - X_2(2 - s) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \end{vmatrix} = \qquad (6.14)$$

$$= \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m(2 - s) & R_2 + jX_2(2 - s) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix}$$

Înmulţind ecuaţia (6.14) cu - j, se obţine:

$$\begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m(2 - s) & R_2 + jX_2(2 - s) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \end{vmatrix} = \qquad (6.15)$$

$$= \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m(2 - s) & R_2 + jX_2(2 - s) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} -j\underline{I}_1 \\ -j\underline{I}_2 \end{vmatrix}$$

Prin identificare se obţine relaţia (6.10).

Revenind la relaţia (6.11), în care se introduce (6.10), se deduce:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & R_1 + jX_1 & jX_m & 0 \\ -(1 - s)X_m & jX_m & R_2 + jX_2 & -(1 - s)X_2 \\ jX_m & (1 - s)X_m & (1 - s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ -j\underline{I}_1 \\ -j\underline{I}_2 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \qquad (6.16)$$

Înmulţind ecuaţiile a doua şi a treia cu - j, se obţin numai două ecuaţii distincte:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jsX_m & R_2 + jsX_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \qquad (6.17)$$

Aşadar, se pot considera, în cele ce urmează, două circuite electrice echivalente, unul pentru primar şi altul pentru secundar.

Împărţind ecuaţia a doua din (6.17) la s, se obţine:

9 Comanda nr. 31271

$$\left| \begin{array}{c} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2/s \end{array} \right| = \left| \begin{array}{cc} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m & R_2/s + jX_2 \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{array} \right| \tag{6.18}$$

Întrucît reactanța X_1 este proporțională cu pătratul numerelor de spire pe fază din stator N_1, reactanța X_2 — cu pătratul numerelor de spire din rotor N_2, iar X_m — proporțională cu produsul N_1N_2, este necesară o „raportare a mărimilor", de exemplu toate mărimile vor fi raportate la primar. În acest scop se înmulțește ecuația a doua cu $k = N_1/N_2$ și se obțin ecuațiile:

$$\left| \begin{array}{c} \underline{U}_1 \\ k(\underline{U}_2/s) \end{array} \right| = \left| \begin{array}{cc} R_1 + jX_1 & jkX_m \\ jkX_m & k^2(R_2/s + jX_2) \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2/k \end{array} \right| \tag{6.19}$$

care devin:

$$\left| \begin{array}{c} \underline{U}_1 \\ \underline{U}'_2/s \end{array} \right| = \left| \begin{array}{cc} R_1 + jX_1 & jX'_m \\ jX'_m & R'_2/s + jX'_2 \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} \underline{I}_1 \\ \underline{I}'_2 \end{array} \right| \tag{6.20}$$

adică ecuațiile în mărimi raportate; unde s-au introdus notațiile:

$$X'_m = kX_m,\ R'_2 = k^2R_2,\ X'_2 = k^2X_2,\ \underline{U}'_2 = k\underline{U}_2,\ \underline{I}'_2 = \underline{I}_2/k \tag{6.21}$$

Ecuațiile în mărimi raportate corespund mașinii care are, atît în stator cît și în rotor, același număr de spire pe fază, parametrii modificîndu-se corespunzător; de exemplu reactanțele X'_m și X'_2 se definesc în situația cînd $N_1 = N_2$ (deși în general $N_1 \neq N_2$

Dacă se ține seama de faptul că fluxurile înfășurărilor au o componentă utilă și una de scăpări, atunci și reactanțele primare X_1, respectiv X'_2 se pot scrie:

$$X_1 = X'_m + X_{s1},\quad X'_2 = X'_m + X'_{s2} \tag{6.22}$$

unde X_{s1}, X'_{s2} sînt reactanțele corespunzătoare dispersiilor (de scăpări).

Ecuațiile (6.20) devin:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + jX_{s1}\underline{I}_1 + jX'_m(\underline{I}_1 + \underline{I}'_2) \\ \underline{U}'_2/s = (R'_2/s)\underline{I}'_2 + jX'_{s2}\underline{I}'_2 + jX'_m(\underline{I}_1 + \underline{I}'_2), \end{cases} \tag{6.23}$$

iar schema echivalentă care corespunde acestor ecuații este prezentată în fig. 6.1.

Ecuațiile (6.23) și schema echivalentă din fig. 6.1. caracterizează mașina de inducție la care se neglijează pierderile de putere în fier. Ramura din mijloc cuprinde numai reactanța de magnetizare, la bornele căreia se aplică tensiunea $\underline{E}_1 = \underline{E}'_2$ și prin care circulă curentul de magnetizare $\underline{I}_m = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2$ egal cu $\underline{I}_{10}$, adică cu curentul primar la mersul în gol (cînd $\underline{I}'_2 = 0$).

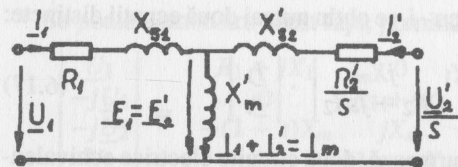


Fig. 6.1.

6.1.2. EXPRESIA CUPLULUI ELECTROMAGNETIC

Cuplul electromagnetic instantaneu se determină cu relația (2.121)

$$m_e = \left[\underline{I}\right]_t \left[G\right] \left[\underline{I}\right],$$

iar cuplul mediu se calculează după relația (2.124)

$$M_e = \mathrm{Re}\left\{ \left[\underline{I}\right]^*_t \left[G\right] \left[\underline{I}\right] \right\}$$

Se obține astfel:

$$\left[\underline{I}\right]^*_t \left[G\right] \left[\underline{I}\right] = \left[\underline{I}^*_D\, \underline{I}^*_Q\, \underline{I}^*_q\, \underline{I}^*_d\right] \times \left| \begin{array}{cccc} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M & 0 & 0 & -L_2 \\ 0 & M & L_2 & 0 \end{array} \right| \times \left| \begin{array}{c} \underline{I}_D \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \end{array} \right| = \tag{6.24}$$

$$= -\overline{M}\left(\underline{I}_D\,\underline{I}^*_q - \underline{I}_Q\,\underline{I}^*_d\right) - \overline{L}_2\left(\underline{I}_d\,\underline{I}^*_q - \underline{I}_q\,\underline{I}^*_d\right)$$

Cuplul mediu se determină ca parte reală a expresiei (6.24). Se constată că $\mathrm{Re}(\underline{I}_d\underline{I}^*_q - \underline{I}_q\underline{I}^*_d) = 0$; anume, dacă $\underline{I}_d = a + bj$, $\underline{I}_q = c + dj$, atunci $\mathrm{Re}(\underline{I}_d\underline{I}^*_q - \underline{I}_q\underline{I}^*_d) = \mathrm{Re}[(a + jb)(c - dj) - (c + dj)(a - bj)] = \mathrm{Re}[ac + db - ac - db + (2bc - 2ad)j] = 0$.

Așadar, cuplul mediu devine:

$$M_e = \mathrm{Re}\left[\overline{M}\left(\underline{I}_Q\,\underline{I}^*_d - \underline{I}_D\,\underline{I}^*_q\right)\right] \tag{6.25}$$

Dacă se ține seama de faptul că prin trecerea de la mărimile trifazate simetrice la cele bifazate, modulul crește de $\sqrt{3/2}$ ori (rel. 2.35 și 2.36), trecînd la reprezentarea în complex, avem: pentru stator:

$$\begin{aligned} i_A &= I_{ms}\sin(\omega t - \varphi_s) = i_1 \rightleftarrows \underline{I}_1 \\ i_D &= \sqrt{3/2}\,I_{ms}\sin(\omega t - \varphi_s) \rightleftarrows \underline{I}_D = \sqrt{3/2}\,\underline{I}_1 \\ i_Q &= \sqrt{3/2}\,I_{ms}\sin(\omega t - \varphi_s - \pi/2) \rightleftarrows \underline{I}_Q = -j\sqrt{3/2}\,\underline{I}_1 \end{aligned} \tag{6.26}$$

pentru rotor:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{mr}\sin(\omega t - \varphi_r) = i_2 \rightleftarrows \underline{I}_2 \\ i_d &= \sqrt{3/2}\,I_{mr}\sin(\omega t - \varphi_r) \rightleftarrows \underline{I}_d = \sqrt{3/2}\,\underline{I}_2 \\ i_q &= \sqrt{3/2}\,I_{mr}\sin(\omega t - \varphi_r - \pi/2) \rightleftarrows \underline{I}_q = -j\sqrt{3/2}\,\underline{I}_2 \end{aligned} \tag{6.27}$$

Totodată sînt valabile relațiile:

$$\underline{I}^*_d = \sqrt{3/2}\,\underline{I}^*_2,\quad \underline{I}^*_q = +j\sqrt{3/2}\,\underline{I}^*_2 \tag{6.28}$$

Se face precizarea că mărimile $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$ corespund, acum, mărimilor de fază ale mașinii trifazate. Nu s-a introdus o altă notație din motivul de a se păstra indicele 1 pentru primar și indicele 2 pentru secundar. Curenții și tensiunile cu indicele 1 respectiv 2, folosite în relațiile 6.7 — 6.23, diferă față de cele de fază, introduse în relațiile 6.26 și 6.27 prin „coeficientul de scară" $\sqrt{3/2}$

Introducînd relaţiile (6.26 — 6.28) în expresia (6.25), se obţine cuplul mediu al maşinii trifazate în funcţie de mărimile de fază anume:

$$M_e = \overline{M}\,\mathrm{Re}\left[\left(-j\sqrt{3/2}\,\underline{I}_1\right)\left(\sqrt{3/2}\,\underline{I}_2^*\right) - \left(\sqrt{3/2}\,\underline{I}_1\right)\left(j\sqrt{3/2}\,\underline{I}_2^*\right)\right] = \mathrm{Re}\left(-3j\,\overline{M}\,\underline{I}_1\,\underline{I}_2^*\right) \qquad (6.29)$$

Ecuaţiile maşinii trifazate de inducţie în mărimi de fază, sînt aceleaşi cu (6.17) (împărţite prin $\sqrt{3/2}$), încît expresia cuplului se poate scrie numai în funcţie de mărimile secundare, dacă se scoate curentul $\underline{I}_1$ din relaţiile (6.17). În situaţia $\underline{U}_2 = 0$, adică

$$0 = jsX_m\underline{I}_1 + (R_2 + jsX_2)\underline{I}_2,\quad \underline{I}_1 = -(R_2 + jsX_2)\underline{I}_2/\,jsX_m \qquad (6.30)$$

cuplul devine

$$M_e = \mathrm{Re}\left[\frac{3\overline{M}(R_2 + jsX_2)}{sX_m}\,\underline{I}_2\underline{I}_2^*\right] = \frac{3\overline{M}R_2}{sX_m}I_2^2 = \frac{3R_2I_2^2}{s\cdot\omega_s} \qquad (6.31)$$

Puterea electromagnetică este dată de

$$P = M_e\cdot\omega_s = \frac{3R_2I_2^2}{s} = \frac{P_{j2}}{s}, \qquad (6.32)$$

unde: $P_{j2} = 3R_2I_2^2$ sînt pierderile prin efect electrocaloric (Joule) în înfăşurările rotorice.

În cazul mai general, cînd $\underline{U}_2 \neq 0$, se obţine din (6.17)

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_2}{jsX_m} - \frac{R_2 + jsX_2}{jsX_m}\underline{I}_2 \qquad (6.33)$$

În expresia cuplului electromagnetic mai apare un termen

$$\mathrm{Re}\left(-\frac{3\overline{M}\underline{U}_2}{sX_m}\underline{I}_2^*\right) = \mathrm{Re}\left(-\frac{3\underline{U}_2\underline{I}_2^*}{s\cdot\omega_s}\right), \qquad (6.34)$$

iar expresia puterii electromagnetice devine

$$P = \frac{3R_2I_2^2}{s} + \mathrm{Re}\left(\frac{-3\underline{U}_2\underline{I}_2^*}{s}\right) \qquad (6.35)$$

Din relaţiile (6.34), (6.35) se deduce faptul că la motoarele asincrone cu alimentare dublă există posibilitatea modificării cuplului, deci şi a vitezei de rotaţie, în limite largi. Acest procedeu este incomod, pe de o parte, datorită prezenţei contactelor alunecătoare necesare pentru alimentarea rotorului, iar pe de altă parte, condiţia egalităţii frecvenţei tensiunii aplicate $\underline{U}_2$ şi a curentului rotoric $\underline{I}_2$ (care este dat de *s*) implică o construcţie specială a maşinii, cum este, de exemplu, motorul Schrage-Richter.

6.2. SERVOMOTOARE ASINCRONE

În categoria servomotoarelor asincrone intră maşinile de curent alternativ, de inducţie, care permit un reglaj al vitezei în limite largi. Faţă de servomotoarele de c.c., cele asincrone prezintă o serie de avantaje cum ar fi: robusteţe, simplitate constructivă, siguranţă mare în funcţionare, preţ de cost şi cheltuieli de exploatare reduse, etc. Dezavantajele, printre care: randament şi factor de putere scăzut, gabarit şi greutate specifică mare, cupluri impulsionare scăzute, comandă dificilă, gamă de reglaj al vitezei reduse, limitează folosirea lor în unele aplicaţii practice.

Dintre servomotoarele asincrone folosite în practică se vor studia servomotorul asincron cu rotor masiv (trifazat sau bifazat) şi servomotorul asincron bifazat cu rotor în formă de pahar.

6.2.1. SERVOMOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE

În principu, aceste servomotoare se aseamănă cu motoarele asincrone trifazate clasice, dar prezintă anumite particularităţi constructive impuse de tipul aplicaţiei industriale, de domeniul frecvenţei la care lucrează, regimul dinamic, etc. De exemplu, la servomotoarele utilizate în acţionarea platformelor giroscopice, unde rotorul trebuie să aibă moment de inerţie ridicat, se adoptă o construcţie inversată, cu stator-interior şi rotor-exterior cu colivie, fig. 6.2.

La servomotoarele cu reglaj al vitezei prin frecvenţă, rotorul prezintă de obicei rezistenţă echivalentă mărită, încît caracteristica $n = f(M_e)$ este puţin mai moale decît la motoarele normale.

De asemenea, mărirea întrefierului este frecvent adoptată la motoarele alimentate prin convertizoare statice, la care curentul absorbit nu se modifică mult cu sarcina, mai ales dacă lucrează la variaţii însemnate ale sarcinii sau în regimuri dinamice pronunţate. Pentru a analiza posibilităţile de reglaj al vitezei motoarelor asincrone, se pleacă de la expresia cuplului electromagnetic mediu, dedusă în § 6.1.2., curenţii $\underline{I}_1\underline{I}'_2$ obţinîndu-se din schema echivalentă, fig. 6.1, reluată în fig. 6.3.. Ecuaţiile care caracterizează circuitul echivalent pe fază sînt:

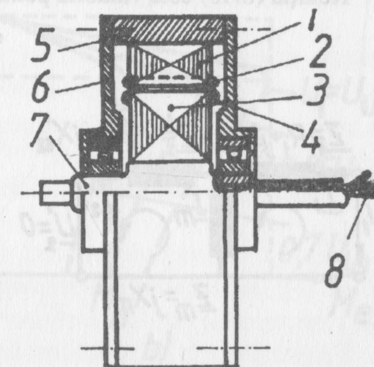


Fig. 6.2.

Servomotor pentru platforme giroscopice

1. miez rotoric,
2. înfăşurare rotorică în colivie,
3. miez statoric interior,
4. înfăşurare statorică,
5. volant exterior,
6. flanşă volant,
7. ax interior,
8. conductoare de acces la înfăşurarea statorică

$$\begin{cases} \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 - \underline{I}_m = 0 \\ \underline{Z}_1\underline{I}_1 + 0 + \underline{Z}_m\underline{I}_m = \underline{U}_1 \\ 0 + \underline{Z}'_2\underline{I}'_2 + \underline{Z}_m\underline{I}_m = 0 \end{cases} \tag{6.36}$$

se obține:

$$\underline{I}'_2 = \frac{D_2}{D}, \quad D = \begin{vmatrix} 1 & 1 & -1 \\ \underline{Z}_1 & 0 & \underline{Z}_m \\ 0 & \underline{Z}'_2 & \underline{Z}_m \end{vmatrix} = -\underline{Z}_1\underline{Z}_m - \underline{Z}'_2(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m), \tag{6.37}$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 \\ \underline{Z}_1 & \underline{U}_1 & \underline{Z}_m \\ 0 & 0 & \underline{Z}_m \end{vmatrix} = \underline{U}_1\underline{Z}_m$$

Așadar

$$\underline{I}'_2 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + c_1\underline{Z}'_2}, \quad c_1 \approx \left|1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m}\right| = 1 + \frac{Z_1}{Z_m}, \tag{6.38}$$

În condițiile alimentării motorului de la o sursă de tensiune $\underline{U}_1$ = const. luată ca origine de fază, $\underline{U}_1 = U_1e^{j0}$; introducînd parametrii schemei echivalente din fig. 6.3, se obține pătratul modulului curentului $\underline{I}'_2$, adică

$$I'^2_2 = \frac{U_1^2}{\left(R_1 + c_1\dfrac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{s1} + c_1X'_{s2})^2} \tag{6.39}$$

Cuplul electromagnetic mediu este dat de relația (6.31),

$$M_e = \frac{3R'_2I'^2_2}{s \cdot \omega_s} = \frac{3R'_2I'^2_2}{s \cdot \omega_s} = \frac{3R'_2}{s \cdot \omega_s} \frac{U_1^2}{(R_1 + c_1R'_2/s)^2 + (X_{s1} + c_1X'_{s2})^2} \tag{6.40}$$

Relația (6.40) este valabilă pentru mașina bipolară la care

$$\omega_s = \Omega_1, \tag{6.41}$$

adică viteza de rotație unghiulară a rotorului, Ω_1, este egală cu pulsația tensiunii de alimentare, ω_s, În cazul mașinii cu p perechi de poli,

$$\Omega_1 = \omega_s/p \tag{6.42}$$

adică, viteza de rotație unghiulară a rotorului, Ω_1, este egală cu pulsația tensiunii de alimentare, ω_s, împărțită la numărul de perechi de poli.

Introducînd relația (6.41) în relația cuplului (6.40) rezultă:

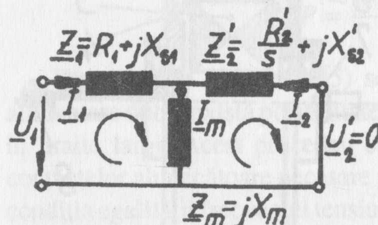


Fig. 6.3.

$$M_e = \frac{p_{j2}}{s\Omega_1} = \frac{3pR'_2I'^2_2}{s\,\omega_s} =$$

$$= \frac{3pR'_2}{\omega_s}U_1^2 \frac{1}{\left[R_1^2 + (X_{s1} + c_1X'_{s2})^2\right]s + 2c_1R_1R'_2 + c_1^2R'^2_2/s} = \tag{6.43}$$

$$= k_M\frac{1}{As + B + C/s}, \text{ unde } A = R_1^2 + (X_{s1} + c_1X'_{s2})^2;$$

$$B = 2c_1R_1R'_2; \quad C = c_1^2R'^2_2; \quad k_M = 3pR'_2U_1^2/\omega_s$$

Se constată că: pentru $s = 0, M_e = 0$, iar pentru $s \to \infty$, $M_e \to 0$.

Cuplul va trece printr-o valoare maximă (critică) care corespunde unei alunecări critice s_{cr}, dedusă din condiția

$$M'_s(s) = 0, \text{ adică } M'_e(s) = \frac{k_M(A - C/S^2)}{(As + B + C/s)^2} = 0 \tag{6.44}$$

Rezultă:

$$s_{cr} = \sqrt{C/A}, \quad M_{ecr} = \frac{k_M}{B + 2\sqrt{AC}} \tag{6.45}$$

Introducînd relațiile (6.43) în (6.45), se obțin

$$s_{cr} = \frac{c_1R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1X'_{s2})^2}},$$

$$M_{ecr} = \frac{3pU_1^2}{2\,\omega_sc_1\left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1X'_{s2})^2}\right]} \tag{6.46}$$

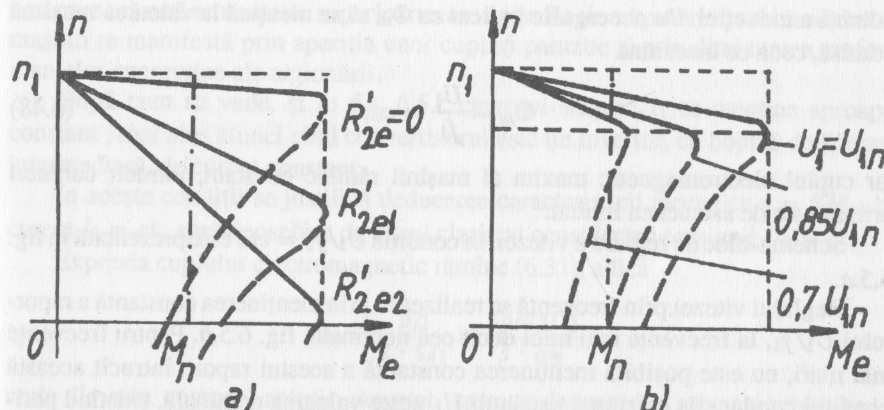


Fig. 6.4.

După cum se vede din rel. (6.46), alunecarea critică depinde esenţial de rezistenţa echivalentă rotorică, în timp ce cuplul critic nu depinde de R'_2, în schimb depinde de U_1^2. Trecînd de la alunecare la viteza rotorului $n = n_1(1 - s)$, se obţin caracteristicile $n = f(M_e)$ pentru diverse rezistenţe rotorice, fig. 6.4.*a*, respectiv pentru diverse tensiuni de alimentare, fig. 6.4.*b*. Se constată că o dată cu creşterea rezistenţei rotorice, $R'_{2e2} > R'_{2e1}$, la acelaşi cuplu, M_N, viteza n scade, domeniul de reglaj al vitezei fiind destul de larg.

Metoda este nerentabilă, întrucît introducerea de rezistenţe suplimentare în rotor duce la pierderi mari de energie, deci randament scăzut. În cazul modificării tensiunii de alimentare U_1, scade cuplul critic, deci se micşorează domeniul de funcţionare stabilă a motorului. De asemenea, domeniul de reglaj al vitezei prin modificarea tensiunii este destul de îngust, fiind mai extins la motoarele care posedă o caracteristică mecanică naturală căzătoare (care, din construcţie, au rezistenţă rotorică mărită).

6.2.1.1. Comanda servomotoarelor asincrone trifazate

Metoda folosită în reglajul vitezei servomotoarelor asincrone constă în modificarea frecvenţei şi/sau a tensiunii de alimentare. În acest scop se utilizează convertizoare de frecvenţă: rotative (asincrone), variantă întîlnită din ce în ce mai rar în ultimul timp, sau statice — cu tranzistoare ori tiristoare. [13, 14, 15]

În cazul cînd se neglijează căderea de tensiune pe înfăşurarea primară (R_1, X_{s1} — mici), din schema prezentată în fig. 6.3. se deduce:

$$U_1 \approx Z_m I_m \approx X'_m I_m = 2\pi f_1 L_m I_m = 4{,}44 f_1 N_1 k_{b1}\, \Phi_m, \tag{6.47}$$

unde Φ_m este valoarea maximă a fluxului fascicular într-o spiră. Acest flux este dat de mărimea inducţiei, maşina avînd o utilizare optimă pentru valoarea maximă admisă a inducţiei. De aceea, este indicat ca Φ_m să se menţină la valoarea maximă admisă, ceea ce înseamnă

$$\Phi_m = \frac{U_1}{f_1} = ct., \tag{6.48}$$

iar cuplul electromagnetic maxim al maşinii rămîne constant, întrucît curentul primar este de asemenea limitat.

Schema-bloc de reglare a vitezei, în condiţia $U_1/f_1 = ct.$, este prezentată în fig. 6.5.*a*.

Reglajul vitezei prin frecvenţă se realizează prin menţinerea constantă a raportului U_1/f_1, la frecvenţe mai mici decît cea nominală, fig. 6.5.*b*. Pentru frecvenţe mai mari, nu este posibilă menţinerea constantă a acestui raport, întrucît această condiţie conduce la creşterea tensiunii U_1 peste valoarea nominală, existînd pericolul străpungerii izolaţiei înfăşurării statorice şi a depăşirii tensiunii limită de lucru a semiconductoarelor utilizate.

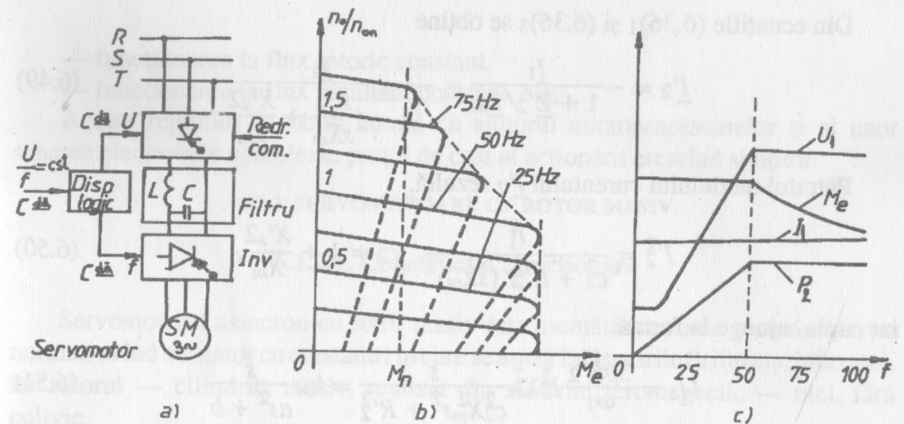


Fig. 6.5.

Dacă pentru $f_1 < f_{1N}$, cuplul maxim al maşinii se menţine constant, pentru $f_1 > f_{1N}$, întrucît $U_1 = ct$ cuplul maxim al maşinii scade cu creşterea frecvenţei. Caracteristicile mecanice ale servomotorului sînt aproximativ liniare şi paralele, obţinîndu-se un reglaj al vitezei în limite largi, corespunzător domeniului de frecvenţe (10 — 100) *Hz*. La frecvenţe mari scade capacitatea de suprasarcină a motorului.

În fig. 6.5.*c* se prezintă dependenţele U_1, M_e, I_1, P_2 de frecvenţa de alimentare, în condiţiile reglării acesteia pînă la limita superioară de 100 *Hz*. Se observă că peste 50 *Hz* motorul realizează un reglaj al vitezei la putere utilă P_2 constantă, în schimb cuplul M_e este descrescător cu frecvenţa.

În cazul alimentării motorului trifazat de la convertizoare statice de frecvenţă, tensiunea U_1 este nesinusoidală, fiind de formă dreptunghiulară sau în trepte, fapt care determină stabilirea în înfăşurări a unor curenţi, de asemenea — nesinusoidali, de formă ascuţită. Prezenţa filtrului introdus între maşină şi reţea diminuează într-o oarecare măsură armonicile superioare care apar. Regimul puternic nesinusoidal al maşinii se manifestă prin apariţia unor cupluri parazite şi prin diminuarea performanţelor energetice ale acţionării.

După cum se vede, şi în fig. 6.5.*c* curentul statoric I_1 se menţine aproape constant , mai ales atunci cînd convertizorul este un invertor, cu bobină de filtrare intermediară, de curent constant.

În aceste condiţii se justifică deducerea caracteristicii mecanice $n = f(M_e)$ la curent $I_1 = ct.$, spre deosebire de cazul clasic al considerării tensiunii $U_1 = ct.$

Expresia cuplului electromagnetic rămîne (6.31), adică

$$M_e = \frac{pj2}{s \cdot \Omega_1} = \frac{3pR'_2 I'^2_2}{s \cdot \omega_s},$$

unde I'_2 este curentul rotoric raportat, care se deduce din schema echivalentă prezentată în fig. 6.3, în situaţia $I_1 = ct.$

Din ecuațiile $(6.36)_1$ și $(6.36)_3$ se obține

$$\underline{I}'_2 = -\frac{\underline{I}_1}{1 + \underline{Z}'_2/\underline{Z}_m} = -\frac{\underline{I}_1}{1 - j\frac{R'_2}{sX_m} + \frac{X'_{s2}}{x_m}} \tag{6.49}$$

Pătratul modulului curentului $\underline{I}'_2$ rezultă,

$$I'^2_2 = \frac{I_1^2}{c_2^2 + R'^2_2/(sX_m)^2}, \quad c_2 = 1 + \frac{X'_{s2}}{X_m}, \tag{6.50}$$

iar cuplul ajunge la forma:

$$M_e = \frac{3pR'_2}{\omega_1} I_1^2 X_m^2 \frac{s}{c_2^2 X_m^2 s^2 + R'^2_2} = k_M \frac{s}{as^2 + b} \tag{6.51}$$

Pentru $s = 0, M_e = 0$, iar pentru $s \to \infty$, $M_e = 0$ încît dependența $M_e = f(s)$ admite un maxim obținut în condiția:

$$M'_e(s) = 0 \text{ sau } S_{cr}^2 a - b = 0; \quad s_{cr} = \sqrt{\frac{b}{a}} = \frac{R'_2}{c_2 X_m} \tag{6.52}$$

Valoarea cuplului critic este:

$$M_{ecr} = \frac{3p}{2 \cdot \omega_1} I_1^2 \frac{X_m}{c_2} \tag{6.53}$$

Din expresiile (6.52) și (6.53) se deduc următoarele: — întrucît X_m este mare, alunecarea critică a motorului este mică, iar cuplul critic ridicat, caracteristica $n = f(M_e)$ este rigidă, curba 1 din fig. 6.6, — în cazul unor șocuri importante la arbore apar și șocuri mari de putere absorbită de la rețea, — pentru înmuierea caracteristicii mecanice, curba 2 din fig. 6.6., se impune creșterea rezistenței rotorice echivalente sau diminuarea reactanței de magnetizare X_m, adică creșterea întrefierului mașinii.

Caracteristicile mecanice ale servomotorului asincron, alimentat cu curent statoric constant, sînt apropiate de cele ale motorului, clasic, alimentat la tensiune statorică constantă, dacă se adoptă anumite măsuri constructive privitoare la creșterea rezistenței rotorice și a măririi întrefierului.

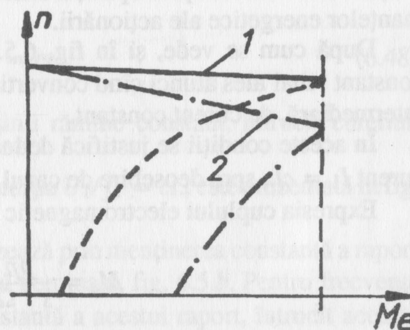


Fig. 6.6.

Reglajul și controlul servomotoarelor asincrone trifazate implică uneori și funcționări în alte regimuri speciale:
— funcționarea la curent rotoric constant,
— funcționarea la flux rotoric constant,
— funcționarea la flux rezultant constant, etc.

Aceste regimuri se obțin numai cu ajutorul microprocesoarelor și al unor scheme electronice complexe, prețul de cost al acționării crescînd simțitor.

6.2.2. SERVOMOTOARE CU ROTOR MASIV

6.2.2.1. Construcție, funcționare

Servomotorul asincron cu rotor masiv este asemănător cu un motor asincron normal, avînd un stator cu crestături în care se așază înfășurările (trifazate, bifazate), iar rotorul — cilindric, masiv, realizat din material feromagnetic — oțel, fără colivie.

Statorul, alimentat de la rețea, produce un cîmp magnetic învîrtitor care induce în rotor curenți (turbionari) ce se închid pe direcția axială, pătura de curenți rotorici fiind echivalentă unei colivii cu număr infinit de bare. Curenții rotorici acționează cu cîmpul învîrtitor statoric, producînd un cuplu, care determină rotirea rotorului. Întrucît curenții rotorici sînt mai mici decît la rotoarele normale, interacțiunea acestora cu cîmpul învîrtitor este mai slabă decît la motoarele asincrone cu rotor bobinat sau în scurtcircuit, adică cuplul motorului cu rotor masiv este mai mic și alunecarea sa este mai mare pentru un anumit cuplu rezistent la arbore. Caracteristica mecanică a acestui servomotor, $n = f(M_e)$, este mai căzătoare decît la motoarele obișnuite, alunecarea critică este mai mare, uneori mai mare decît 1, cuplul de pornire este ridicat.

6.2.2.2. Parametrii echivalenți ai rotorului masiv

Pentru deducerea parametrilor echivalenți ai motorului cu rotor masiv se utilizează ecuațiile de pătrundere a cîmpului electromagnetic în medii feromagnetice masive.

Presupunem că statorul creează un cîmp magnetic învîrtitor cu viteza $V = 2f_1 \cdot \tau$, τ fiind pasul polar (fig. 6.7.*a*). În raport cu un punct 0 situat pe periferia rotorului, în întrefier, la distanțe egale de capete cîmpul magnetic are o variație sinusoidală în timp, de la o valoare $+ H_m$ la 0 și la o valoare maximă de sens contrar $- H_m$.. Unda de cîmp magnetic, variabilă în timp pe direcția Ox (tangentă la rotor în punctul 0, considerat ca origine a unui sistem triortogonal de axe), avînd valoarea maximă în momentul inițial considerat, pătrunde în rotor, radial — pe direcția Oy și se propagă ca o undă armonică amortizată în planul xOy. În același timp unda de cîmp electric, armonică, se propagă amortizat în materialul rotorului, rămînînd în planul zOy (perpendicular pe xOy). Între cele două unde armonice există în general un defazaj, dictat de proprietățile materialului. Aplitudinile celor două unde scad pe direcția radială Oy, factorul de amortizare depinde de frecvența cîmpului și parametrii materialului. Atenuarea amplitudinii presupune considerarea existenței

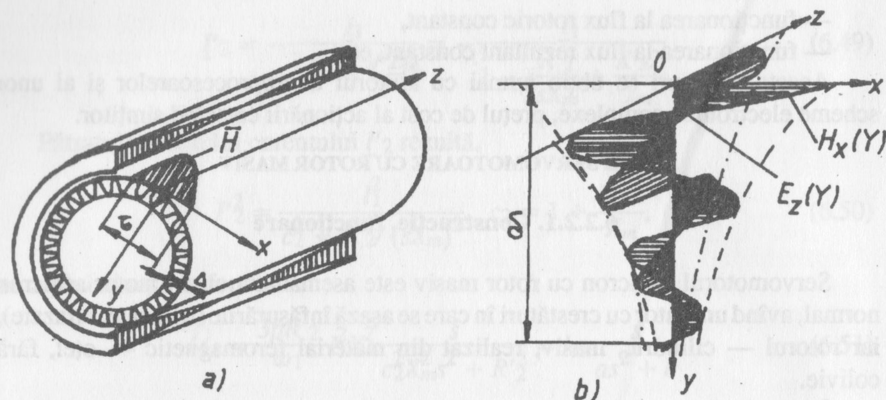


Fig. 6.7.

cîmpului electromagnetic numai într-o zonă superficială a materialului rotoric, numită „adîncime de pătrundere“, Δ.

O analiză simplificată a ecuaţiilor cîmpului se face în ipotezele: cîmpul magnetic statoric are variaţie sinusoidală, permeabilitatea magnetică a materialului rototic $\mu = \mu_{Fe} \cdot \mu_0$ este constantă (mediu magnetic liniar), lungimea rotorului mare în raport cu diametrul (curenţii turbionari se închid axial).

Eciaţiile cîmpului electromagnetic, pentru frecvenţe mai mici de 10^{17} Hz (regim cvasistaţionar) sînt:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \overline{H} = \overline{J} & \operatorname{div} \overline{D} = \rho_v \\ \operatorname{rot} \overline{E} = -\dfrac{\partial \overline{B}}{\partial t}, & \overline{D} = \varepsilon \cdot \overline{E} \\ \operatorname{div} \overline{B} = 0 & \overline{B} = \mu \cdot \overline{H} \\ & \overline{E} = \rho \cdot \overline{J} \end{cases} \tag{6.54}$$

Dacă se consideră $\bar{i}, \bar{j}, \bar{k}$ versorii axelor Ox, Oy, Oz şi componentele cîmpului magnetic $\overline{H}$, respectiv, ale cîmpului electric $\overline{E}$ pe aceste direcţii, vectorii respectivi vor fi:

$$\overline{H} = \overline{H}(H_x, 0, 0),\ \overline{E} = \overline{E}(0, 0, E_z),\ \text{sau}\ \overline{H} = H_x \bar{i},\ \overline{E} = E_z \bar{k}$$

De asemenea rezultă

$$\operatorname{rot} \overline{H} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ \dfrac{\partial}{\partial x} & \dfrac{\partial}{\partial y} & \dfrac{\partial}{\partial z} \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = \frac{\partial H_z}{\partial z}\bar{j} - \frac{\partial H_x}{\partial y}\bar{k} \tag{6.55}$$

$$\overline{J} = \frac{1}{\rho}\overline{E} = \frac{1}{\rho}E_z \bar{k} \quad (\text{din } 6.54 - 7)$$

Întrucît: $\operatorname{rot} \overline{H} = \overline{J}$, se obţine: $-\dfrac{\partial H_x}{\partial y} = \dfrac{1}{\rho} E_z,\ \dfrac{\partial H_x}{\partial z} = 0$ (6.56)

Dar:

$$\operatorname{rot} \overline{E} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ \dfrac{\partial}{\partial x} & \dfrac{\partial}{\partial y} & \dfrac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & E_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_z}{\partial y} i - \frac{\partial E_z}{\partial x} j \tag{6.57}$$

$$\operatorname{rot} \overline{E} = -\mu \frac{\partial \overline{H}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial H_x}{\partial t}\bar{i} \quad (\text{din } 6.54 - 2)$$

şi rezultă

$$-\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y},\quad \frac{\partial E_z}{\partial x} = 0 \tag{6.58}$$

Aplicînd operatorul rot ecuaţiei (6.54-1), se obţine $\operatorname{rot}\operatorname{rot} \overline{H} = \operatorname{rot} \overline{J}$, dar

$$\operatorname{rot} \overline{J} = \frac{1}{\rho}\operatorname{rot}\overline{E} = -\frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial t}(\mu\overline{H}) = -\frac{\mu}{\rho}\frac{\partial H_x}{\partial t}\bar{i},\ \text{adică}$$

$$\operatorname{rot}\operatorname{rot} \overline{H} = -\frac{\mu}{\rho}\frac{\partial H_x}{\partial t}\bar{i}. \tag{6.59}$$

Ţinînd seama de (6.55) şi (6.56), se obţine

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot}\overline{H}) = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ \dfrac{\partial}{\partial x} & \dfrac{\partial}{\partial y} & \dfrac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & -\partial H_x / \partial y \end{vmatrix} = -\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2}\bar{i} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial x\, \partial y}\bar{j} \tag{6.60}$$

Identificînd (6.59) cu (6.60), se ajunge la ecuaţia de ordinul doi, de tip parabolic:

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial H_x}{\partial t} \tag{6.61}$$

Analog se obţine o ecuaţie şi pentru componenta E_z a cîmpului electric. Se aplică ecuaţiei (6.54-2) operatorul rot, adică

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot}\overline{E}) = -\frac{\partial}{\partial t}(\operatorname{rot}\overline{B}) = -\mu\frac{\partial}{\partial t}(\operatorname{rot}\overline{H}) = -\mu\frac{\partial}{\partial t}\overline{J} = -\frac{\mu}{\rho}\frac{\partial}{\partial t}\overline{E} \tag{6.62}$$

similară cu (6.59). Rezultă, urmînd acelaşi procedeu,

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2}=\frac{\mu}{\rho}\,\frac{\partial E_z}{\partial t} \tag{6.63}$$

În cazul cînd cîmpul magnetic este variabil, după o lege armonică, se poate considera

$$H_x = H_m \sin(\omega t+\gamma_0) \tag{6.64}$$

unde γ_0 este faza inițială (la $t=0$) care caracterizează, de fapt, mărimea cîmpului H_x în punctul 0 considerat, iar ω este frecvența cîmpului, dată de diferența dintre viteza de deplasare a cîmpului învîrtitor statoric și viteza rotorului, $\omega=\omega_s-\omega_r=s\,\omega_s$ (s — alunecarea).

Se poate trece la reprezentarea în complex a mărimilor armonice, adică

$$H_x=H_m\sin(\omega t+\gamma_0)\rightleftarrows \underline{H}_x=H\,e^{j\gamma_0},\quad H=\frac{H_m}{\sqrt{2}} \tag{6.65}$$

iar

$$\frac{\partial H_x}{\partial t}\rightleftarrows j\omega\underline{H}_x=j\omega H\,e^{j\gamma_0} \tag{6.66}$$

Ecuațiile (6.61) și (6.63) devin

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_x}{\partial y^2}=j\,\frac{\omega\cdot\mu}{\rho}\,\underline{H}_x,\quad \frac{\partial^2 \underline{E}_z}{\partial y^2}=j\,\frac{\omega\cdot\mu}{\rho}\,\underline{E}_z \tag{6.67}$$

Împărțind ecuația (6.67-2) la ρ, deoarece $\underline{J}_z=\underline{E}_z/\rho$, rezultă

$$\frac{\partial^2 \underline{J}_z}{\partial y^2}=j\,\frac{\omega\cdot\mu}{\rho}\,\underline{J}_z \tag{6.68}$$

Se introduce notația:

$$\gamma^2=j\,\frac{\omega\cdot\mu}{\rho},\quad \gamma=\sqrt{\frac{\omega\cdot\mu}{\rho}\,e^{j\pi/2}}=\sqrt{\frac{\omega\cdot\mu}{\rho}}\,e^{j\pi/4}=$$
$$=\sqrt{\frac{\omega\cdot\mu}{\rho}}\left(\cos\frac{\pi}{4}+j\sin\frac{\pi}{4}\right)=\alpha\cdot(1+j), \tag{6.69}$$

unde

$$\alpha=\sqrt{\frac{\omega\cdot\mu}{2\rho}} \tag{6.70}$$

Ecuația (6.67) devine

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_x}{\partial y^2}=\underline{\gamma}^2\cdot\underline{H}_x, \tag{6.71}$$

iar soluția sa are forma

$$\underline{H}_x=\underline{A}e^{-\underline{\gamma}\cdot y}+\underline{B}e^{\underline{\gamma}\cdot y}=\underline{A}\cdot e^{-\alpha(1+j)y}+\underline{B}e^{\alpha(1+j)y} \tag{6.72}$$

unde $\underline{A}$ și $\underline{B}$ sînt constante complexe de integrare.

Termenul al doilea din relația (6.72) crește la infinit o dată cu creșterea adîncimii y, fapt care nu este în conformitate cu realitatea, întrucît la suprafața rotorului cîmpul $\underline{H}_x$ are inițial o valoare finită, de aceea se va considera $\underline{B}=0$

Constanta $\underline{A}$ se determină din condiția inițială:

$$\underline{H}_{x(y=0)}=H_{om}/\sqrt{2} \tag{6.73}$$

H_{om} este amplitudinea cîmpului magnetic în întrefier la momentul inițial. Se va presupune că la momentul $t=0$, H_x are valoarea sa maximă (fig. 6.7.*b*), iar amplitudinea unde H_x devine amortizată atunci cînd adîncimea y crește.

Expresia cîmpului $\underline{H}_x$ în mediul feromagnetic este:

$$\underline{H}_x=\underline{H}_o e^{-\alpha\cdot(1+j)y} \tag{6.74}$$

iar valoarea sa instantanee:

$$H_{x(y,t)}=\mathrm{Im}(\underline{H}_x)=H_{om}e^{-\alpha\cdot y}\,\mathrm{Im}\Big[\cos(\omega\cdot t-\alpha\cdot y)+$$
$$+j\sin(\omega\cdot t-\alpha\cdot y)\Big]=H_{om}e^{-\alpha y}\sin(\omega\ t-\alpha\ y) \tag{6.75}$$

Viteza de pătrundere a acestei unde se obține dacă se impune condiția ca faza să se mențină constantă, adică:

$$\omega\cdot t-\alpha\cdot y=k,\ \text{sau}\ \frac{d}{dt}(\omega\cdot t-\alpha\cdot y)=0,\quad \omega=\alpha\cdot\frac{dy}{dt},\quad \frac{\omega}{\alpha}=v \tag{6.76}$$

Lungimea de undă este:

$$\lambda=vT=\frac{\omega\cdot T}{\alpha}=\frac{2\pi}{\alpha}=2\pi\sqrt{\frac{2\rho}{\omega\cdot\mu}},\quad \frac{1}{\alpha}=\delta=\sqrt{\frac{2\rho}{\mu\cdot\omega}} \tag{6.77}$$

Amplitudinea cîmpului magnetic scade exponențial cu y, iar la distanța $y_0=\delta$ cîmpul ajunge la valoarea $H_{om}\,e^{-1}=0{,}377H_{om}$, iar pentru $Y=4\cdot\delta$ cîmpul atinge valoarea 0,018 H_{om} (sub 2% din valoarea sa maximă).

Densitatea de curent electric indus în material (Foucault) se deduce, conform ecuației (6.54-1), anume:

$$\overline{J}=\mathrm{rot}\,\overline{H}=\begin{vmatrix}\overline{i} & \overline{j} & \overline{k}\\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z}\\ H_x & 0 & 0\end{vmatrix}=-\overline{k}\,\frac{\partial H_x}{\partial y}+\overline{j}\,\frac{\partial H_x}{\partial z}=-\overline{k}\,\frac{\partial H_x}{\partial y} \tag{6.78}$$

unde s-a ținut seama de rel. (6.56).

Folosind expresia în complex a cîmpului $\underline{H}_x$, (6.74) se obține:

$$\underline{J} = \underline{J}_z = \alpha \cdot (1+j) \cdot \underline{H}_0 e^{-\alpha \cdot (1+j) y}, \qquad (6.79)$$

iar expresia instantanee a densității de curent este:

$$J_{z(y,t)} = \mathrm{Im}\,(\underline{J}_z) = \mathrm{Im}\left(\sqrt{2}\,\underline{J}\,e^{j\omega t}\right) = \alpha \cdot \mathrm{Im}\left\{\sqrt{2}\left(\cos\frac{\pi}{4} + i\sin\frac{\pi}{4}\right) e^{-\alpha y} \times \right.$$

$$\left. \times \left[H_{om}\cos(\omega t - \alpha y) + j\,H_{om}\sin(\omega t - \alpha y)\right]\right\} =$$

$$= \alpha \cdot e^{-\alpha y}\sqrt{2}\,H_{om}\sin\left(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}\right) = \qquad (6.80)$$

$$= J_{om}\,e^{-\alpha y}\sin\left(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}\right)$$

Așadar, densitatea de curent $J_{z(y,t)}$ este o undă amortizată defazată cu un unghi de aproximativ $\pi/4$ în avans față de $H_{x(y,t)}$.

Pentru materialele feromagnetice utilizate în practică, defazajul sus-menționat este diferit de 45° (între 31° și 37°).

Faptul că cele două unde H_x și J_z nu au aceeași fază arată că transmisia de putere electromagnetică, prin cîmp, nu se face în condiții optime sau, înafara componentei active, mai există și o componentă reactivă a puterii electrice.

Cîmpul electric în conductorul masiv rotoric este:

$$E_{(y,t)} = \rho \cdot J_{om}\,e^{-\alpha y}\sin(\omega t - \alpha y + \varphi);\ \varphi \approx \frac{\pi}{4} \qquad (6.81)$$

Calculul puterii active și reactive se poate efectua utilizînd vectorul Poynting, în complex, considerat la suprafața rotorului

$$\underline{S}_{(y=0)} = \underline{E} \times \underline{H}^*_{(y=0)} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ 0 & 0 & \underline{E}_z \\ \underline{H}^*_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = j\,\underline{E}_z \underline{U}^*_x = \bar{j}\,\alpha\,\rho\,(1+j)\,\frac{H^2_{om}}{2} \qquad (6.82)$$

Acest vector este orientat deci spre centrul rotorului.

Puterea activă, respectiv reactivă, pe unitatea de suprafață se obține:

$$P_s = \mathrm{Re}\,(\underline{S}) = \alpha \cdot \rho \cdot H^2_{om}/2, \quad Q_s = \mathrm{Im}\,(\underline{S}) = \alpha\ \rho H^2_{om}/2 \qquad (6.83)$$

Amplitudinile intensității cîmpului magnetic și electric scad exponențial în mediul conductor, după legea

$$G = G_0 e^{-\alpha y} \qquad (6.84)$$

Adîncimea y se deduce astfel

$$Y = \frac{1}{\alpha}\ln\frac{G_0}{G} \qquad (6.85)$$

Distanța $Y_0 = \frac{1}{\alpha} = \delta$, măsurată de la suprafața conductorului în așa fel încît $\ln(G_0/G) = 1$, se numește **adîncime de pătrundere**

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} \qquad (6.86)$$

Adîncimea de pătrundere δ se mai poate defini ca distanța de la suprafața conductorului, pe care, curentului total repartizat uniform și sinfazic, îi corespunde aceeași putere activă.

Curentul complex $\underline{I}_2$, prin fîșia de lățime l măsurată după axa Ox și infinită după raza Oy, se calculează cu relația:

$$\underline{I}_2 = \int_0^{r\to\infty} \underline{J}\,l\,dy = (1+j)\,\alpha \cdot \underline{H}_0\,l\int_0^{\infty} e^{-(1+j)\,\alpha y}\,dy = l \cdot \underline{H}_0, \qquad (6.87)$$

valoarea efectivă a sa fiind

$$I_2 = l \cdot H_{om}/\sqrt{2} \qquad (6.88)$$

În cazul cînd acest curent ar fi repartizat uniform și sinfazic pe fîșia de lățime l și adîncime δ, densitatea de curent corespunzătoare ar fi

$$J = I_2/(l \cdot \delta) = H_{om}/(\delta \cdot \sqrt{2}) \qquad (6.89)$$

În stratul de adîncime δ, puterea activă absorbită, P_2 — pe unitatea de lungime după axa Oz, calculată cu densitatea de curent J este

$$P_2 = l \cdot \delta \cdot \rho J^2 = \rho \cdot l\,\frac{H^2_{om}}{2\delta} \qquad (6.90)$$

iar calculată după relația (6.83) este

$$P_2 = P_s\,l = l\ \alpha\ \rho\,\frac{H^2_{om}}{2} \qquad (6.91)$$

Identificînd relațiile (6.90) și (6.91), se obține expresia (6.86) a adîncimii de pătrundere (6.86).

Adîncimea de pătrundere depinde, deci, de parametrii materialului conductor, ρ și μ, și de frecvența cîmpului electromagnetic.

Pentru fier, la frecvența de 50 Hz adîncimea de pătrundere este de 1,8 — 2 mm, pentru cupru, δ = 9,5 mm.

În cazul micșorării frecvenței, adîncimea de pătrundere crește. Pentru rotoarele de fier masiv, la frecvența de 1 — 2 Hz, ajunge la 20 mm.

Întrucît frecvența cîmpului în rotor, la motoarele asincrone cu rotor masiv depinde de alunecarea s, se poate scrie dependența adîncimii δ de alunecarea s, anume:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega_s}}\,\frac{1}{\sqrt{s}} = \frac{\delta_0}{\sqrt{s}}, \tag{6.92}$$

unde δ_0 este adîncimea corespunzătoare frecvenței cîmpului învîrtitor statoric (~2 mm pentru $f_s = 50$ Hz).

Modificarea adîncimii de pătrundere cu alunecarea conduce de fapt la modificarea rezistenței și respectiv reactanței echivalente a circuitului rotoric, o dată cu sarcina motorului.

Aceasta este particularitatea motorului asincron cu rotor masiv feromagnetic, față de un motor cu rotor lamelar.

Pentru a deduce schema echivalentă a motorului asincron cu rotor masiv vor trebui calculați parametrii circuitului rotoric, în condițiile modificării alunecării, s.

Impendanța echivalentă a rotorului, raportată la stator, este

$$\underline{Z}'_2(s) = R'_2(s) + jX'_{s2}(s), \tag{6.93}$$

unde $R'_2(s)$ nu mai are o valoare constantă, depinzînd de adîncimea de pătrundere, δ, ca de altfel și $X'_{s2}(s)$.

Puterile: activă și reactivă pe unitatea de suprafață, date de rel. (6.83), sînt proporționale cu rezistența R'_2, respectiv reactanța X'_{s2}, echivalente ale motorului. Raportul acestora este 1, în cazul teoretic analizat mai sus. Pentru cazurile practice, cînd rotorul este din oțel (*Fe-C*), se constată experimental că raportul acestor puteri este diferit de 1, adică puterea reactivă este egală cu aproximativ 0,6 din puterea activă, ceea ce înseamnă că

$$a = \frac{X'_{s2}}{R'_2} = \text{const}, \quad a \approx 0{,}6 \tag{6.94}$$

raport care se păstrează indiferent de frecvență (de s).

Rotorul se prezintă ca o coroană cilindrică de grosime δ parcursă de curenții induși (turbionari), care au direcție axială de circulație, densitate de curent J fiind considerată aceeași pe adîncimea δ.

Cîmpul magnetic H pătrunde, de asemenea, în rotor pe o adîncime δ. Avînd în vedere adîncimea de pătrundere a cîmpului H, se poate scrie proporționalitatea (legea circuitului magnetic)

$$H \cdot \delta = m_1 W_1 i_1(s) + m'_2 W'_2 i'_2(s) = H \cdot \delta_0 / \sqrt{s} \tag{6.95}$$

Pentru un rotor asincron normal aceeași relație are forma

$$m_1 W_1\, i_{1n} + m'_2 W'_2 i'_{2n} = m_1 W_1\, i_m = \text{ct} \tag{6.96}$$

Relația (6.95) pentru motorul cu rotor masiv se poate scrie

$$m_1 W_1\, i_{10} \sqrt{s} + m'_2 W'_2\, i'_{20}\sqrt{s} = \text{ct.} \tag{6.97}$$

Adică, în condițiile cînd solenația de magnetizare se consideră constantă, curenții statorici și rotorici depind de alunecare în sensul amplificării lor cu $\sqrt{s}$, $I'_2(s) = I'_{20}\sqrt{s}$.

6.2.2.3. Schema echivalentă și cuplul electromagnetic al motorului cu rotor masiv

În scopul obținerii unei scheme electrice echivalente pe fază, la un motor cu rotor masiv, similară cu cea prezentată în fig. 6.3, valabilă pentru un motor cu rotor normal, vom ține seama de faptul că tensiunea $\underline{U}_1$, de alimentare statorică, este constantă, iar căderile de tensiune pe impendanța statorului ($\underline{Z}_1$ sînt reduse, încît tensiunea pe ramura din mijloc, deci și asupra impedanței rotorice se menține aproximativ constantă.

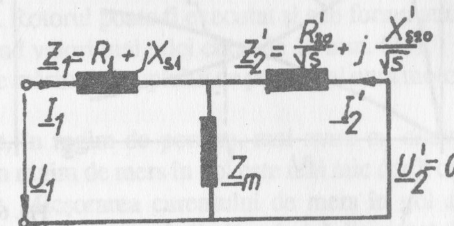


Fig. 6.8.

Modulele mărimilor rotorice satisfac, deci, condiția aproximativă:

$$U_1 \approx I'_2(s)\, Z'_2(s) = \text{ct. unde } I'_2(s) = I'_{20}\sqrt{s} \tag{6.98}$$

conform schemei echivalente din fig. 6.3.

Așadar

$$Z'_2(s) = \frac{U_1}{I'_{20}\sqrt{s}} = \frac{Z'_{20}}{\sqrt{s}} \tag{6.99}$$

Ținînd seama de relația (6.94), rezultă

$$\underline{Z}'_2(s) = \frac{R'_{20}}{\sqrt{s}} + j\frac{X'_{20}}{\sqrt{s}} \tag{6.100}$$

iar schema electrică echivalentă pe fază a motorului cu rotor masiv se prezintă în fig. 6.8.

Rezistența R'_{20} corespunde situației de pornire, cînd $s = 1$.

Cuplul electromagnetic al motorului asincron cu rotor masiv se poate obține după expresia (6.31), dar în care se introduce rezistența rotorică echivalentă dată de (6.100), adică:

$$M_e = \frac{3pR'_{20}}{\omega_s \sqrt{s}} I'^2_2 \tag{6.101}$$

curentul I'_2 obținîndu-se din schema echivalentă prezentată în fig. 6.8.

$$\underline{I}'_2 = \frac{-\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m \underline{Z}'_2 / (\underline{Z}_m + \underline{Z}'_2)} \cdot \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_2} = \frac{-\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + c_1 \underline{Z}'_2}, \quad c_1 \approx 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \tag{6.102}$$

Avînd în vedere expresiile $\underline{Z}_1$ și $\underline{Z}'_2$ se obține:

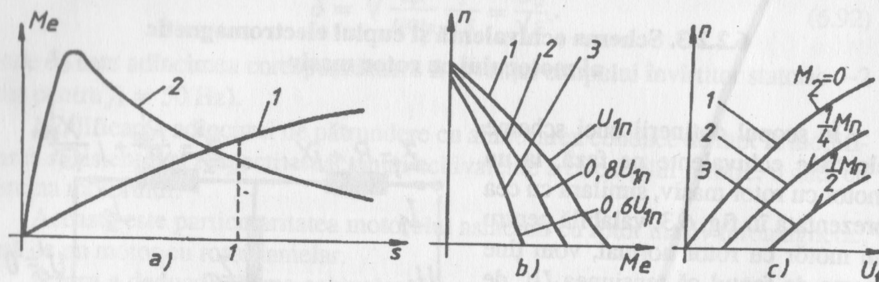


Fig. 6.9.

$$I'^2_2 = \frac{U_1^2}{(R_1 + C_1 R'_{20}/\sqrt{s})^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s20}/\sqrt{s})^2}, \qquad (6.103)$$

iar expresia (6.101) a cuplului devine:

$$M_e = \frac{3p}{2}\frac{U_1^2}{\omega s}\frac{R'_{20}}{\sqrt{s}\,(R_1^2+X_{s1}^2)+2c_1(R_1R'_{20}+X_1X'_{s20})+c_1^2(R'^2_{20}+x'^2_{s20})/\sqrt{s})^2}, \qquad (6.104)$$

Pentru $s = 0$, $M_e = 0$; pentru $s = \infty$, $M_e = 0$, valoarea cuplului devine maximă pentru situaţia cînd $M'_e(s) = 0$.

Se obţine:

$$M'_e = k_M\left(\frac{1}{A_1\sqrt{s} + B_1 + c_1/\sqrt{s}}\right)' = 0, \quad s = s_{cr} = \frac{c_1^2(R'^2_{20} + X'^2_{s20})}{R_1^2 + X_{sl}^2} \qquad (6.105)$$

Alunecarea critică la motoarele cu rotor masiv este mult mai mare decît la motoarele cu rotor obişnuit, ajungînd la valori $S_{cr} = 4 - 10$.

Caracteristica $M_e = f(s)$ la motoarele cu rotor masiv diferă mult faţă de cea a motorului cu rotor obişnuit (fig. 6.9. *a* — curba 1, faţă de curba 2).

Caracteristicile mecanice ale motoarelor cu rotor masiv sînt, în general, univoce. întrucît alunecarea critică este supraunitară. Panta caracteristicilor $n = f(M_e)$, fig. 6.9. *b*, se modifică o dată cu variaţia tensiunii de alimentare, viteza de rotaţie se poate micşora prin diminuarea tensiunii statorice — curbele 1, 2, 3. Faptul că aceste caracteristici îşi modifică panta constituie un dezavantaj în raport cu servomotoarele de c.c. comandate prin tensiune.

În fig. 6.9. *c* se prezintă caracteristicile $n = f(U_1)$ la $M_2 = $ ct

Viteza de rotaţie creşte o dată cu creşterea tensiunii, caracteristicile de reglaj fiind, în general, convenabile în acţionări industriale.

Procedeul de reglare a vitezei servomotorului cu rotor masiv este mai comod în cazul motorului bifazat alimentat de la o reţea monofazată, reglajul realizîndu-se prin variaţia tensiunii aplicate uneia dintre cele două înfăşurări.

6.2.2.4. Concluzii

Servomotorul asincron cu rotor masiv are o construcţie mai simplă decît cea a unui motor asincron cu rotor în colivie. Rotorul poate fi executat şi sub forma unui cilindru gol, grosimea materialului avînd valori mai mici chiar de 10 mm. (28)

Cuplul de pornire este de ordinul de mărime al cuplului de pornire al unui motor cu rotor în colivie de acelaşi gabarit.

Curentul absorbit de la reţea este, în regim de pornire, mai mare cu cîteva procente decît valoarea nominală, iar în regim de mers în gol este mai mic decît cel al unui motor cu rotor în scurtcircuit. Micşorarea curentului de mers în gol se realizează prin diminuarea întrefierului stator — rotor la limita admisă din punct de vedere mecanic. Şocurile de curent absorbit de la reţea sînt mult mai reduse faţă de cazul motorului cu rotor în colivie.

Pierderile de puteri sînt mari, datorită rezistenţei echivalente rotorice mari, randamentul — mic, de asemenea, factorul de putere.

Servomotorul cu rotor masiv se pretează la acţionări intermitente, întrucît în regim de lungă durată conduce la încălziri excesive mai ales ale rotorului. Gama de puteri se poate extinde, dacă se folosesc instalaţii de răcire cu aer sau chiar cu apă, în special pentru rotor.

Caracteristicile de reglaj pentru procedeul simplu al modificării tensiunii de alimentare sînt destul de convenabile, apropiate de cele ale motorului serie universal.

Performanţele energetice se pot îmbunătăţi, dacă se execută o acoperire cu cupru a rotorului (prin electroliză) sau dacă se folosec inele de scurtcircuitare rotorice din Cu. În aceste cazuri caracteriticile de funcţionare se apropie de cele ale motoarelor cu rotor în colivie. Există construcţii la care rotorul prezintă şi canale longitudinale, rezistenţa sa echivalentă diminuîndu-se.

În anumite aplicaţii se folosesc motoare hibride care au o porţiune de rotor masiv şi alta cu colivie, rotorul avînd şi posibiliatea deplasării axiale, realizîndu-se în acest mod un reglaj al vitezei, comandată de procesul tehnologic.

6.2.3. SERVOMOTOARE ASINCRONE MONOFAZATE

6.2.3.1. Generalităţi

În categoria servomotoarelor asincrone monofazate intră motoarele de mică putere cu alimentare de la o reţea monofazată. Aceste motoare se utilizează în acţionarea utilajelor casnice, în automatizări, în instalaţii de ventilaţie, în medicină, în diverse echipamente auxiliare, etc. Au căpătat o largă răspîndire datorită unor avantaje nete în raport cu alte tipuri de motoare: preţ de cost redus, lipsa paraziţilor telefonici, siguranţă în funcţionare, posibilitatea alimentării de la reţeaua monofazată, etc.

Ca dezavantaje se pot semnala: cuplul de pornire mic sau moderat, posibilităţi reduse de reglaj al vitezei, factor de putere şi randament mic.

Din varietatea de motoare cu alimentare monofazată vor fi analizate: motoarele monofazate propriu-zise, motoarele monofazate cu fază auxiliară, motoarele cu spiră în scurtcircuit (cu poli ecranaţi).

6.2.3.2. Motoare asincrone monofazate propriu-zise

Un motor asincron monofazat poate fi obţinut dacă la reţeaua de alimentare a unui motor trifazat se întrerupe o fază. În această situaţie, cele două înfăşurări înseriate (care ocupă 2/3 din crestăturile statorului) conectate între două faze (sau între o fază şi nul) sînt parcurse de acelaşi curent, iar cîmpul statoric, monofazat, menţine rotirea rotorului, bineînţeles la un cuplu maxim mai mic decît al motorului trifazat iniţial, viteza de rotaţie micşorîndu-se la acelaşi cuplu pe arbore.

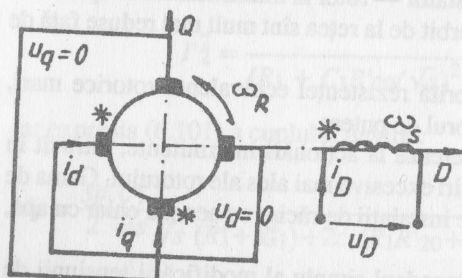


Fig. 6.10.

Pentru a deduce expresia cuplului motorului asincron monofazat, se va considera maşina electrică generalizată avînd o singură înfăşurare statorică, plasată în axa D, şi două înfăşurări rotorice identice legate la comutator, situate în axele d şi q, fig. 6.10.

Ecuaţiile maşinii monofazate se deduc din cele ale maşinii generalizate pentru cazul particular cînd $U_Q = 0$, $i_Q = 0$. Adică, în ecuaţiile (6.6) se renunţă la linia a doua şi coloana a doua. În regim sinusoidal permanent, ecuaţiile maşinii monofazate devin:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_D \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & jX_m \\ -(1-s)X_m & R_2 + jX_2 & -(1-s)X_2 \\ jX_m & (1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_D \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \end{vmatrix} \tag{6.106}$$

Se introduc mărimile relative:

$$r_1 = \frac{R_1}{X_m},\quad r_2 = \frac{R_2}{X_m},\quad c_1 = \frac{X_1}{X_m} = \frac{X_{s1} + X_m}{X_m} = 1 + X_{s1}$$
$$c_2 = \frac{X_2}{X_m} = \frac{X_{2s} + X_m}{X_m} = 1 + X_{s2} \tag{6.107}$$

Se face precizarea că mărimile rotorice , cu indicele 2, au fost raportate la stator. De asemenea, X_{s1}, X_{s2}sînt reactanţe de scăpări, care reprezintă cîteva procente din reactanţa utilă X_m, iar rezistenţele relative r_1, r_2 au, în general, valori reduse la moatoarele obişnuite (spre deosebire de servomotoarele asincrone cu rotor special).

Pentru deducerea cuplului electromagnetic mediu al motorului monofazat, rel. (6.25), se vor determina $\underline{I}_D$ şi $\underline{I}_q^*$ din ecuaţiile (6.106). Se obţin:

$$\underline{I}_D = \frac{\det(\underline{I}_D)}{\underline{D}},\quad \det(\underline{I}_D) = X_m^2 \cdot \begin{vmatrix} \underline{U}_D & 0 & j \\ 0 & r_2 + jc_2 & -(1-s)c_2 \\ 0 & (1-s)c_2 & r_2 + jc_2 \end{vmatrix}$$

$$\underline{D} = X_m^3 \cdot \begin{vmatrix} r_1 + jc_1 & 0 & j \\ -(1-s) & r_2 + jc_2 & -(1-s)c_2 \\ j & (1-s)c_2 & r_2 + jc_2 \end{vmatrix} \tag{6.108}$$

$$\underline{I}_q = \frac{\det(\underline{I}_q)}{\underline{I}},\quad \det(\underline{I}_q) = X_m^2 \cdot \begin{vmatrix} r_1 + jc_1 & \underline{U}_D & j \\ -(1-s) & 0 & -(1-s)c_2 \\ j & 0 & r_2 + jc_2 \end{vmatrix}$$

După efectuarea calculelor se obţin

$$\det(\underline{I}_D) = X_m^2 \underline{U}_D \left[r_2^2 - s(2-s)c_2^2 + 2jr_2c_2 \right],\quad \det(\underline{I}_q) = X_m^2 \underline{U}_D\, r_2(1-s),$$

$$\underline{D} = X_m^3 \Big\{ r_1 r_1^2 - r_1 c_2^2 + r_1(1-s)^2 c_2^2 - 2r_2c_1c_2 + r_2 + \tag{6.109}$$
$$+ j\left[2r_1r_2c_2 + c_1r_2^2 - c_2(c_1c_2 - 1)s(2-s) \right] \Big\}.$$

Expresia cuplului electromagnetic mediu (6.25) devine:

$$M_e = \text{Re}\left[-M\underline{I}_D\underline{I}_q^* \right] = -\frac{X_m}{\omega_s}\text{Re}\left[\underline{I}_D\underline{I}_q^* \right] = -\frac{X_m}{\omega_s}\text{Re}\left[\frac{\det(\underline{I}_D)(\det\underline{I}_q)^*}{\underline{D}\,\underline{D}^*} \right] =$$

$$= -\frac{X_m^5}{\omega_s}\text{Re}\left\{ \frac{U_D^2 \left[r_2^2 - s(2-s)c_2^2 + 2jr_2c_2 \right] r_2(1-s)}{D^2} \right\} = \frac{U_D^2}{\omega_s X_m} \times \tag{6.110}$$

$$\times \frac{\left[s(2-s)c_2^2 - r_2^2 \right] r_2(1-s)}{\left[2r_2c_1c_2 - r_2 + r_1c_2^2 s(2-s) - r_1r_2^2 \right]^2 + \left[c_2(c_1c_2-1)s(2-s) - c_1r_2^2 - 2r_1r_2c_2 \right]^2}$$

În condiţiile neglijării termenilor de la numitor care conţin r_1r_2, r_1^2 sau r_2^2, în raport cu ceilalţi şi considerînd pentru simplitate $c_1 \approx c_2 \approx c$, expresia (6.110) a cuplului devine: [29]

$$M_e = \frac{U_D^2}{\omega_s X_m} \frac{r_2(1-s)\left[s(2-s)c^2 - r_2^2 \right]}{\left[2r_2c^2 - r_2 + r_1c^2 s(2-s) \right]^2 + c^2(c^2-1)^2 s^2 (2-s)^2} \tag{6.110'}$$

Din relaţiile (6.110) şi (6.110') se deduc următoarele:

— Pentru $s = 1$, $M_e = 0$, adică motorul monofazat nu are cuplu de pornire.

— Considerînd dependenţa $M_e = M_e(s)$; dacă $s = 1 - \alpha$, unde $1 > \alpha > 0$, rezultă $M_{e(1-\alpha)} = -M_e(1+\alpha)$. Justificare: pentru $s = 1 - \alpha$, termenul $1 - s$

devine α, în timp ce pentru $s = 1 + \alpha$, același termen devine $-\alpha$, termenii $s(2 - s)$ devin $(1 - \alpha)(1 + \alpha)$, respectiv $(1 + \alpha)(1 - \alpha)$. Dependența $M_{e(s)}$ admite, deci, simetrie în raport cu punctul de coordonate $s = 1$, $M_e = 0$, care corespunde situației de pornire. Dacă $s \neq 1$, încît $s = 1 - \alpha$, deci $\omega_s - \omega_R = (1 - \alpha) \cdot \omega_s$, sau $\omega_R = \alpha \cdot \omega_s$, cuplul devine pozitiv, adică în sensul creșterii vitezei. Dimpotrivă dacă $s = 1 + \alpha$; $\omega_R = -\alpha \cdot \omega_s$, atunci cuplul este negativ. Așadar, motorul monofazat are cuplul pozitiv sau negativ orientat în același sens cu cel al vitezei imprimate din exterior, fiind capabil să se rotească în ambele sensuri, după cum este „lansat".

— Pentru $s = 0$ rezultă $M_e < 0$, iar pentru $s = 2$, $M_e > 0$. Spre deosebire de motorul trifazat, la care pentru $s = 0$ rezultă $M_e = 0$, caracteristica $M_e = f(s)$ la motorul monofazat nu mai trece prin punctul (0,0). Se poate determina alunecarea s_0, pentru $M_e = 0$, din ecuația (6.110)

$$-c_2^2 s^2 + 2c_2^2 s - r_2^2 = 0, \quad s_{01,2} = 1 \pm \sqrt{1 - (r_2/c_2)^2} \qquad (6.111)$$

Avînd în vedere considerațiile de mai sus, caracteristica $M_e = f(s)$ arată ca în fig. 6.11, curba *a*).

—Este posibil ca pentru $0 < s < 1$ cuplul M_e să fie negativ, dacă $s(2 - s)c_2^2 < r_2^2$. Cum produsul $s(2 - s)$ în această plajă de valori ale lui s are valoare maximă 1, condiția de mai sus este asigurată, dacă: [47]

$$r_2^2 > c_2^2 \text{ sau } R_2 > X_m + X_{s2} \qquad (6.112)$$

Caracteristica $M_e = f(s)$ este reprezentată de curba *b*) din fig. 6.11.

Se spune că motorul îndeplinește în acest caz condiția de „autofrînare". În adevăr dacă rotorul este lansat din poziția de pornire într-un sens ($s < 1$) cuplul motorului este negativ, avînd tendința de readucere a rotorului în situația de pornire $s = 1$. Aceste motoare nu se pot lansa, caracteristicile $M(s)$ devenind aproape liniare. Condiția (6.112) este îndeplinită de servomotoarele asincrone (bifazate).

— La motoarele normale există două valori ale alunecării, cuprinse între 0 și 2, pentru care M_e trece prin valori extreme, anume: pentru $s = s_{cr}$, $M_e = M_{ecr}$, iar pentru $s = 2 - s_{cr}$, $M_e = -M_{ecr}$. Porțiunea trasată cu linie plină a curbei a) constituie zona de funcționare stabilă a motorului. Valorile s_{cr}, respectiv $2 - s_{cr}$, se obțin prin derivarea expresiei (6.110) în raport cu s și egalarea sa cu 0. Valoarea alunecării critice s_{cr} are o expresie analitică complicată, în general, determinarea aproximativă fiind posibilă în cazuri concrete.

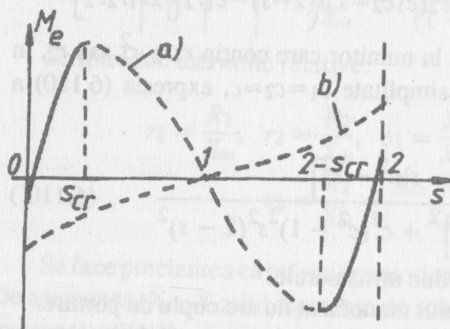


Fig. 6.11.

— În cazul cînd se impune alunecarea critică, este posibilă determinarea unei rezistențe rotorice optime încît cuplul M_{ecr} să aibă o valoare maximă.

Motoarele asincrone monofazate propriu-zise prezintă unele dezavantaje: absența cuplului de pornire, cuplu util redus, pierderi de putere mari (randament scăzut), întrucît lucrează la alunecări mari. Problema pornirii se rezolvă prin lansarea cu un cuplu exterior aplicat rotorului în sensul de rotație dorit.

Observație. Alura caracteristicii $M_e = f(s)$ a motorului monofazat se poate deduce calitativ, utilizînd teorema de descompunere a cîmpului monofazat în două cîmpuri învîrtitoare de sensuri contrare.

Înfășurarea statorică alimentată de la rețea produce un cîmp magnetic cu expresia analitică:

$$B_{(\alpha,t)} = B_m \sin\omega \cdot t \cos p \cdot \alpha\,, \qquad (6.113)$$

adică o undă staționară cu ventrele în axa înfășurării.

Aplicînd o transformare trigonometrică cunoscută, se obține:

$$B_{(\alpha,t)} = \frac{B_m}{2}\left[\sin(\omega t - p \cdot \alpha) + \sin(\omega t + p \cdot \alpha)\right] = B_d + B_i \qquad (6.114)$$

Cîmpurile magnetice învîrtitoare se rotesc cu viteze egale, dar contrare:

$$\Omega_d = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{p}, \quad \Omega_i = -\frac{\omega}{p} \qquad (6.115)$$

Adică, un motor monofazat poate fi echivalent cu două motoare trifazate pe stator, unul cu cîmp învîrtitor în sens direct, care creează un cuplu direct M_d(fig. 6.12) și altul cu cîmp învîrtitor de sens invers, care creează un cuplu invers M_i.

Cînd rotorul este imobil, cele două cîmpuri statorice sînt egale, deci și cuplurile direct și invers sînt egale; încît cuplul rezultant este nul, motorul nu poate porni. Dacă rotorul este lansat într-un sens, cel direct, de exemplu, cuplul direct devine mai mare decît cel invers, încît cuplul rezultant este diferit de zero, fiind în sensul de rotație direct. Față de cîmpul direct statoric alunecarea devine subunitară, S_d, față de cîmpul invers alunecarea devine $s_i = 2 - s_d$, supraunitară. Dacă se caracterizează cele două cîmpuri statorice prin inducțiile corespunzătoare, rezultă $B_d > B_i$ datorită reacțiilor diferite ale rotorului la aceste alunecări. Însumînd punct cu punct caracteristicile $M_d = f(s)$ și $M_i = f(s)$, se obține curba cuplului rezultant $M_{rez} = f(s)$ valabilă pentru motorul monofazat (fig.6.12).

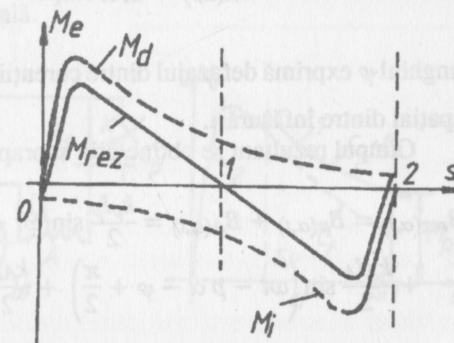


Fig. 6.12.

6.2.3.3. Servomotoare asincrone cu fază auxiliară

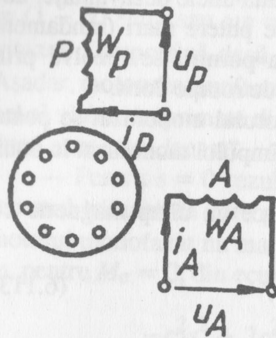


Fig. 6.13.

Întrucît servomotoarele monofazate nu prezintă cuplul de pornire, fiind necesară o lansare exterioară, se recurge la utilizarea unei a doua înfăşurări pe stator, decalată în spaţiu la 90° el., numită fază a u x i l i a r ă, încît statorul creează un cîmp magnetic învîrtitor. Condiţia care se mai cere în acest caz este ca prin faza auxiliară să circule un curent defazat cu aproximativ 90° el. în timp faţă de curentul prin faza principală. Ideal, cîmpul rezultant în maşină este perfect circular, dacă cele două solenaţii create de faza principală şi auxiliară au amplitudini egale, iar curenţii sînt defazaţi la 90° el. În cazuri reale, dacă cele două solenaţii nu sînt de amplitudini egale sau nu sînt defazate la 90° el., cîmpul magnetic rezultant nu este circular (devenind eliptic) şi se descompune într-un cîmp direct (cel mai mare) şi altul invers, fiecare dintre ele creează cîte un cuplu, rotorul rotindu-se în sensul cîmpului direct.

O analiză calitativă a funcţionării motorului cu fază auxiliară se poate efectua utilizînd principiul descompunerii cîmpurilor magnetice create de cele două înfăşurări: principală P şi auxiliară A în componente învîrtitoare (fig. 6.13).

Dacă se consideră solenaţiile celor două înfăşurări (fundamentalele),

$$\theta_P = k_{WP}W_P I_{pm} \sin\omega t$$
$$\theta_A = k_{WA}W_A I_{Am} \sin(\omega t - \varphi), \qquad (6.116)$$

unde $k_{WP}W_P$, $k_{WA}W_A$ sînt numerele efective de spire ale celor două înfăşurări, inducţiile create în întrefier vor avea expresiile analitice:

$$B_{P(\alpha,t)} = k_P I_P \sin\omega t \cos p\,\alpha$$
$$B_{A(\alpha,t)} = k_A I_A \sin(\omega t - \varphi) \cos\left(p \cdot \alpha - \frac{\pi}{2}\right) \qquad (6.117)$$

unghiul φ exprimă defazajul dintre curenţii prin cele două faze, iar $\frac{\pi}{2}$ este decalajul spaţial dintre înfăşurări.

Cîmpul rezultant se obţine prin suprapunerea efectelor, adică:

$$B_{rez(\alpha,t)} = B_{P(\alpha,t)} + B_{A(\alpha,t)} = \frac{k_P I_P}{2}\sin(\omega t - p\,\alpha) + \frac{k_P I_P}{2}\sin(\omega t + p\,\alpha) +$$
$$+ \frac{k_A I_A}{2}\sin\left[\omega t - p\,\alpha - \varphi + \frac{\pi}{2}\right] + \frac{k_A I_A}{2}\sin\left[\omega t + p\,\alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi\right] \qquad (6.118)$$

În cazul cînd $\varphi = \frac{\pi}{2}$, rezultă:

$$B_{rez(\alpha,t)} = \frac{1}{2}(k_P I_P + k_A I_A)\sin(\omega t - p\,\alpha) + \frac{1}{2}(k_P I_P - k_A I_A)\sin(\omega t + p\,\alpha) \quad (6.119)$$

Adică, în maşină apar două cîmpuri învîrtitoare: unul direct şi altul invers; cîmpul invers este nul, dacă $k_P I_P = k_A I_A$.

Motorul cu fază auxiliară posedă un cîmp învîrtitor (circular), dacă solenaţiile celor două înfăşurări sînt egale, iar curenţii prin înfăşurări sînt în cuadratură.

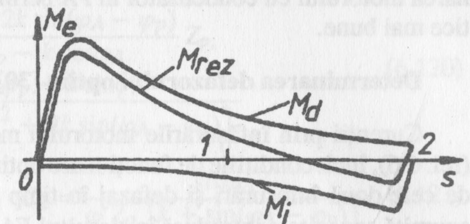


Fig. 6.14.

Cînd una din aceste condiţii nu este îndeplinită, cîmpul magnetic în maşină cuprinde cele două componente învîrtitoare, care produc două cupluri: unul direct M_d şi altul invers M_i, iar cuplul M_{rez} menţine rotirea rotorului în sensul direct de rotaţie, la alunecări $s \in (0,1)$, fig. 6.14. Motorul are cuplu de pornire.

Motoarele cu fază auxiliară se alimentează de la o reţea monofazată, defazarea celor doi curenţi se realizează prin indtroducerea de elemente de circuit defazoare (condensatoare, bobine, rezistoare) în circuitul fazei auxiliare FA

În practică se adoptă una din soluţiile:

— motor cu fază auxiliară şi defazor înseriat (C, L sau R), folosită numai pentru pornire, întrerupătorul K — centrifugal deconectează FA. după ce viteza rotorului depăşeşte 70-80% din valoarea nominală (fig. 6.15.*a*);

— motor cu FA cu două condensatoare introduse în faza auxiliară, unul de valoare mai mare, folosit numai în primul moment, al pornirii, C_p, şi altul care rămîne conectat permanent în circuit, C_f (fig. 6.15. *b*);

— motor cu fază auxiliară cu condensator înseriat funcţionînd în permanenţă (atît la pornire cît şi la funcţionare);

— motor cu fază auxiliară realizată astfel încît, prin construcţie, să aibă o rezistenţă care să introducă un defazaj al curentului, permiţînd pornirea, eventual să se întrerupă în timpul funcţionării.

În toate aceste cazuri prezentate faza auxiliară este plasată geometric la un unghi de $\frac{\pi}{2}$ *rad. el.* faţă de faza principală.

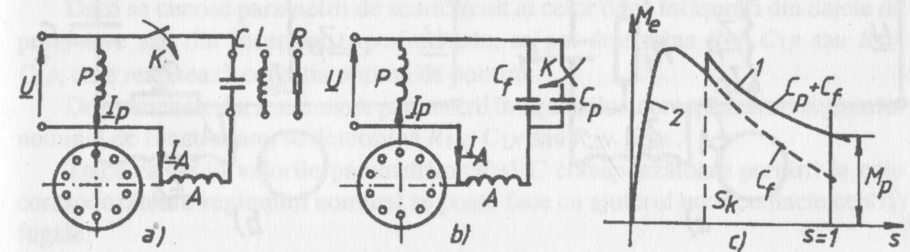


Fig. 6.15.

Există variante care utilizează înfăşurări auxiliare plasate la unghiuri diferite de 90° (100° – 110°) în raport cu faza principală.

În cazul utilizării condensatoarelor de pornire (fig. 6.15. *b*) caracteristica $M = f(s)$ este prezentată prin curba 1, fig. 6.15.c, motorul avînd cuplu de pornire ridicat. În momentul deconectării C_p din circuitul *FA*, punctul de funcţionare trece pe caracteristica 2, corespunzătoare capacităţii C_f introduse în circuitul *FA*. Funcţionarea motorului cu condensator în *FA* permite obţinerea unor performanţe energetice mai bune.

Determinarea defazorului optim [30]

Curenţii prin înfăşurările motorului monofazat depind esenţial de alunecare (rel. 6.6), încît condiţiile de funcţionare optimă a motorului (solenaţii egale produse de cele două înfăşurări şi defazaj în timp de $\pi/2$ rad. el. a curenţilor), pentru o anumită capacitate introdusă în circuitul *FA*, sînt valabile numai pentru un s anume. Altfel spus, pentru înfăşurări date (ca număr de spire, distribuţie în crestături, secţiune a conductoarelor), o anumită capacitate *C* din *FA*, realizează în întrefier un cîmp apropiat de unul circular numai la o anumită alunecare *s*. Mai mult decît atît, pentru înfăşurări date, folosirea unei anumite capacităţi înseriate în faza auxiliară nu conduce totdeauna la obţinerea ambelor condiţii (de funcţionare optimă) simultan, adică se poate ca cele două solenaţii să fie egale, dar să nu fie un defazaj de $\pi/2$ red. el. între curenţi sau reciproc. Din punct de vedere matematic rezolvarea problemei obţinerii ambelor condiţii simultan nu este posibilă decît în situaţii particulare şi pentru o anumită valoarea a alunecării.

De exemplu, pentru a obţine un cuplu de pornire maxim ($s = 1$) este necesar ca cele două condiţii, de egalitate a solenaţiilor şi de defazaj a curenţilor la $\pi/2$ rad., să fie îndeplinite simultan, de aceea sînt necesare două elemente de circuit introduse în circuitul *FA*, pentru ca problema să aibă soluţie. Tot în acelaşi mod se pune problema şi dacă la o anumită alunecare s_N (nominală) se cere o funcţionare optimă (cu cîmp circular), cînd în *FA* se conectează tot două elemente de circuit, în general de alţi parametri faţă de cei ai elementelor utilizate pentru pornire.

În fig. 6.16.a şi b, se prezintă două variante de scheme care permit funcţionarea optimă a motorului cu *F. A.* Valorile rezistenţelor şi capacităţilor folosite se deduc

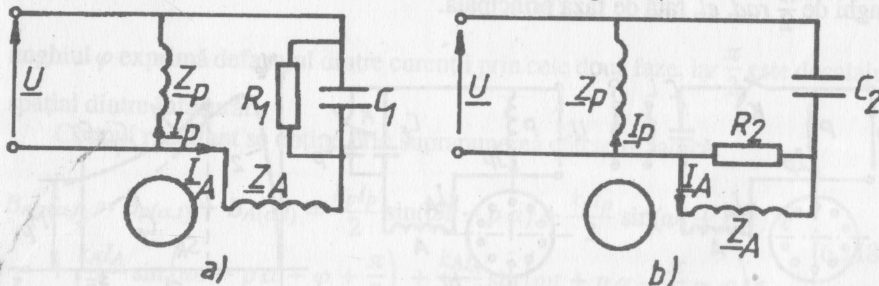


Fig. 6.16.

din condiţiile ca cele două înfăşurări să realizeze solenaţii egale şi defazate la $\pi/2$ rad.

A. În cazul cînd cele două înfăşurări, *P* — principală şi *A* — auxiliară, conţin acelaşi nume de spire şi au aceeaşi repartiţie în crestăturile statorului, eventual diferă prin secţiunea conductoarelor din care sînt realizate, se obţin, pentru rezistenţe şi capacităţi, valorile:

$$R_1 = \frac{1 + k^2 + 2k\sin(\varphi_A - \varphi_P)}{\sin\varphi_p - k\cos\varphi_A} Z_p,$$
$$C_1 = \frac{\cos\varphi_p + k\sin\varphi_A}{\omega Z_p\left[1 + k^2 + 2k\sin(\varphi_A - \varphi_P)\right]} \qquad (6.120)$$

$$R_2 = \frac{k^2 + k\sin(\varphi_A - \varphi_P)}{\sin\varphi_p - k\cos\varphi_A} Z_p, \quad C_2 = \frac{\sin\varphi_A}{\omega Z_p\left[k + \sin(\varphi_A - \varphi_P)\right]}, \qquad (6.121)$$

unde: $k = Z_A/Z_p, \underline{Z}_p = Z_p e^{j\cdot\varphi_P}, \underline{Z}_A = Z_A e^{j\cdot\varphi_A}$ (6.122)

Existenţa acestor valori, pozitive, este asigurată de

$$Z_p \sin\varphi_p > Z_A \cos\varphi_A \qquad (6.123)$$

În cazul particular: $\underline{Z}_p = \underline{Z}_A$ (înfăşurări identice) rezultă

$$k = 1, \quad \varphi_P + \varphi_A = \frac{\pi}{2}, \quad \varphi_P = \varphi_A = \frac{\pi}{4} \qquad (6.124)$$

rezistenţele R_1 sau R_2 tind la infinit, deci se obţine funcţionarea optimă a motorului numai cu un condensator în serie cu *FA*, valoarea capacităţii fiind

$$C = \frac{\sin\varphi_A}{Z_p} = \frac{\sqrt{2}}{2\omega \cdot Z_p} \qquad (6.125)$$

Impedanţele complexe ale înfăşurărilor (6.122) depind de regimul de funcţionare a maşinii, deci de alunecarea *s*.

La pornire ($s = 1$), $Z_P, \varphi_P, Z_A, \varphi_A$ au anumite valori, corespunzătoare regimului de scurtcircuit, iar la funcţionarea în sarcină nominală ($s = s_N$) aceleaşi mărimi au valori mult diferite de primele.

Dacă se cunosc parametrii de scurtcircuit ai celor două înfăşurări din datele de proiectare sau din încercări experimentale, se pot determina R_{1P}, C_{1P} sau R_{2P}, C_{2P}, care realizează condiţia optimă de pornire.

De asemenea, dacă se cunosc parametrii înfăşurărilor, corespunzători regimului nominal de funcţionare, se determină R_{1N}, C_{1N} sau R_{2N}, C_{2N}.

Trecerea de la valorile parametrilor *R* şi *C* corespunzătoare pornirii la cele corespunzătoare regimului nominal se poate face cu ajutorul unor contacte centrifugale.

Dimensionarea rezistoarelor şi condensatoarelor necesare schemelor prezentate se efectuează utilizînd expresiile puterilor active, respectiv reactive:

$$P_{R1} = \frac{U^2}{Z_p}(\sin\varphi_p - k\cos\varphi_A), \quad Q_{C1} = \frac{U^2}{Z_p}(k\sin\varphi_A + \cos\varphi_p) \tag{6.126}$$

$$P_{R2} = \frac{U^2}{Z_p} \cdot \frac{\sin\varphi_p - k\cos\varphi_A}{1 + \frac{1}{k}\sin(\varphi_A - \varphi_p)},$$

$$Q_{C2} = \frac{U^2}{Z_p} \cdot \frac{\sin\varphi_A\left[1 + k^2 + 2k\sin(\varphi_A - \varphi_p)\right]}{k + \sin(\varphi_A - \varphi_p)} \tag{6.127}$$

Expresiile (6.126) și (6.127) pot constitui criterii de alegere a uneia din variantele *a)* sau *b)*. Astfel, dacă ne referim la expresiile puterilor active P_R, evident se preferă varianta la care puterea este mai mică, din considerente energetice. De exemplu, se impune utilizarea schemei b), dacă $P_{R2} < P_{R1}$, adică

$$\frac{1}{k}\sin(\varphi_A - \varphi_P) > 0 \text{ sau } \varphi_A > \varphi_P \tag{6.128}$$

Este posibil ca această condiție să nu fie îndeplinită, de exemplu, la pornire, dar este îndeplinită la funcționarea nominală. Decizia privitoare la alegerea uneia dintre varintele a) sau b) depinde și de tipul acționării (mașinii de lucru).

Pentru motoarele care, în regim normal, funcționează numai cu faza principală alimentată la rețea, se determină valorile R și C corespunzătoare pornirii optime, adoptîndu-se schema de conexiuni din fig. 6.16.*a*, iar în circuitul fazei auxiliare se introduce un întrerupător centrifugal.

B. În cazul cînd cele două înfășurări diferă ca număr de spire și repartiție în crestături, rezistențele și capacitățile schemelor de pornire și funcționare sînt funcție și de raportul c dintre numerele efective de spire ale înfășurării auxiliare și principale:

$$c = k_{WA}W_A/(k_{WP}W_P), \tag{6.129}$$

unde k_{WA}, W_A, respectiv k_{WP}, W_P, sînt factorii de bobinaj și numerele de spire ale înfășurării auxiliare, respectiv principale.

Condiția ca solenațiile produse de cele două înfășurări să fie egale este:

$$k_{WP}W_PI_P = k_{WA}W_AI_A \text{ sau } cI_A = I_P \tag{6.130}$$

Folosind notațiile (6.122), se obțin valorile optime pentru rezistențe și capacități, anume: pentru schema din fig. 6.16.*a*.

$$R_1 = \frac{c^2 + k^2 + 2ck\sin(\varphi_A - \varphi_P)}{c\sin\varphi_P - k\cos\varphi_A} Z_p,$$

$$C_1 = \frac{c\cos\varphi_P + k\sin\varphi_A}{\omega Z_p\left[c^2 + k^2 + 2ck\sin(\varphi_A - \varphi_P)\right]}, \tag{6.131}$$

respectiv pentru schema din fig. 6.16.*b*,

$$R_2 = \frac{k^2 + ck\sin(\varphi_A - \varphi_P)}{c\sin\varphi_P - k\cos\varphi_A} Z_p, \quad C_2 = \frac{\sin\varphi_A}{\omega Z_p\left[k + c\sin(\varphi_A - \varphi_P)\right]} \tag{6.132}$$

Evident, cazul optim, corespunzînd situației cînd R_1 și R_2 tind la infinit, deci cînd se impune numai utilizarea unui condensator în faza auxiliară, se obține dacă:

$$c\sin\varphi_P = k\cos\varphi_A \tag{6.133}$$

Condiția de existență a valorilor pozitive pentru R_1 și R_2 este

$$c\sin\varphi_P \geq k \cdot \cos\varphi_A \tag{6.134}$$

Dimensionarea rezistoarelor și condensatoarelor utilizate în schemele prezentate mai sus se efectuează folosind expresiile puterilor active, respectiv reactive, anume:

$$P_{R1} = \frac{U^2}{c^2Z_p}(c\sin\varphi_P - k\cos\varphi_A), \quad Q_{C1} = \frac{U^2}{c^2Z_p}(k\sin\varphi_A + c\cos\varphi_P)$$

$$P_{R2} = \frac{U^2}{c^2Z_p}\frac{c\sin\varphi_P - k\cdot\cos\varphi_A}{1 + \frac{c}{k}\sin(\varphi_A - \varphi_P)},$$

$$Q_{C2} = \frac{U^2\sin\varphi_A}{c^2Z_p} \cdot \frac{c^2 + k^2 + 2ck\sin(\varphi_A - \varphi_p)}{k + c\sin(\varphi_A - \varphi_P)} \tag{6.135}$$

Relațiile de calcul deduse mai sus pot conduce la anumite concluzii practice utile. Discuția lor în cazul general este dificilă, în schimb se pot deduce expresiile defazorilor pentru cazuri particulare: — motoare monofazate cu înfășurări identice și defazor în faza auxiliară, deconectabilă după pornire, sau menținută permanent la rețea; — motoare monofazate cu înfășurări diferite, cea auxiliară rămînînd permanent conectată, sau putînd fi deconectată după pornire.

Pentru un anumit motor monofazat, chiar provenit dintr-un motor trifazat la care se folosesc două faze înseriate cu înfășurare auxiliară, se pot determina defazorii optimi de pornire sau de funcționare la o anumită alunecare (viteză) numai pe baza încercărilor experimentale.

De exemplu, pentru determinarea defazorilor optimi de pornire se face încercarea în scurtcircuit a motorului, cu rotor imobil, alimentînd pe rînd faza principală, respectiv auxiliară, un timp scurt, chiar la tensiune nominală, măsurînd curenții și puterile active. Se determină astfel impedanțele $\underline{Z}_A$, respectiv $\underline{Z}_P$ atît ca module, Z_A, Z_P, cît și ca argumente φ_A, respectiv φ_P. Dacă se cunoaște raportul numerelor de spire efective, c, se pot aplica formulele (6.13) sau (6.132), funcție de schema adoptată. În cazul cînd nu se cunoaște, raportul c dintre numerele de spire se poate determina experimental astfel: Se pornește motorul monofazat (chiar prin metoda lansării), rămînînd ca motor în gol cu faza principală alimentată la tensiunea U_P și se măsoară tensiunea la gol indusă în faza auxiliară, U_{A0}, obținîndu-se $c_1 = U_{A0}/U_P$. Se pornește apoi motorul, dar rămînînd cu faza auxiliară la rețea (U_A).

Se apreciază că funcţionarea are loc la aceeaşi alunecare ca în cazul precedent. Se măsoară tensiunea la bornele fazei principale, U_{P0}, obţinîndu-se raportul $c_2 = U_A/U_{P0}$. Raportul numerelor de spire **efective** se poate considera egal cu

$$c = \sqrt{c_1 c_2} = \sqrt{U_{A0}/U_{P0}}, \text{cînd } U_A = U_P \qquad (6.137)$$

Parametrii înfăşurărilor maşinii depind mult de tensiunea aplicată, datorită intervenţiei saturaţiei, de aceea este indicat să fie determinaţi la tensiunea nominală.

În mod analog se pot determina defazorii optimi şi pentru o anumită alunecare $s = s_N$, cu condiţia ca motorul să poată fi încărcat şi să se dispună de un dispozitiv de determinare a alunecării. Cu oarecare aproximaţie se pot folosi parametrii înfăşurărilor măsuraţi la mersul în gol, cu cîte o fază conectată la reţea.

În scopul obţinerii unei distribuţii cît mai convenabile a cîmpului în maşinile monofazate cu *FA*, se utilizează înfăşurări sinusoidale, adică anumite crestături cuprind numai conductoare ale unei faze, iar altele cuprind conductoare din ambele faze, numerele de conductoare variind după o lege aproximativ armonică.

Schimbarea sensului de rotaţie la motoarele cu fază auxiliară se poate realiza prin modificarea sensului curentului prin una din faze. În cazul motoarelor cu faze identice se poate folosi un simplu comutator avînd două poziţii, cîte una pe sens, fig. 6.17. *a*; în situaţii cînd comutatorul este pe poziţia 1, se obţine un anumit sens de rotaţie (direct), iar cînd comutatorul se află pe poziţia 2, cele două înfăşurări îşi schimbă rolurile, cea principală devine auxiliară şi reciproc, iar sensul de rotaţie se schimbă (invers). Mai există încă o metodă de inversare a sensului de rotaţie, şi anume: dacă se schimbă natura defazorului, fără schimbarea conexiunii la reţea. Cînd în faza auxiliară se înseriază un condensator (sau o rezistenţă), se obţine un sens de rotaţie invers faţă de situaţia cînd se foloseşte ca defazor o bobină.

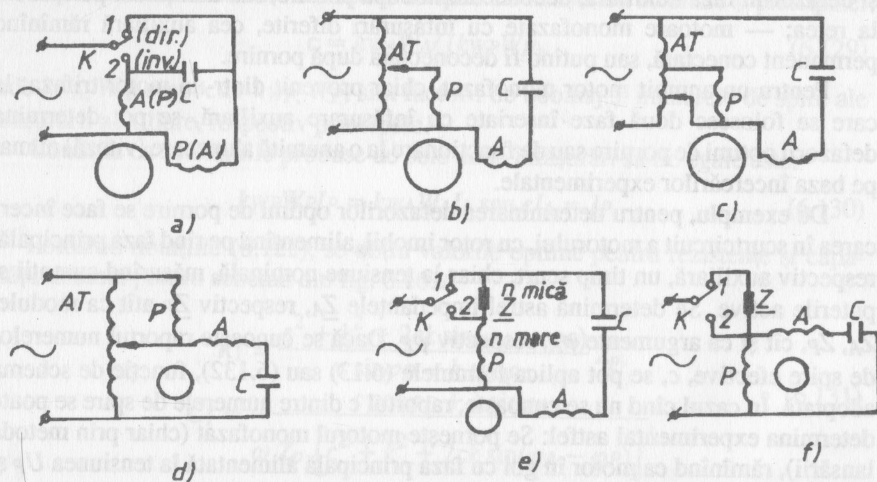


Fig. 6.17.

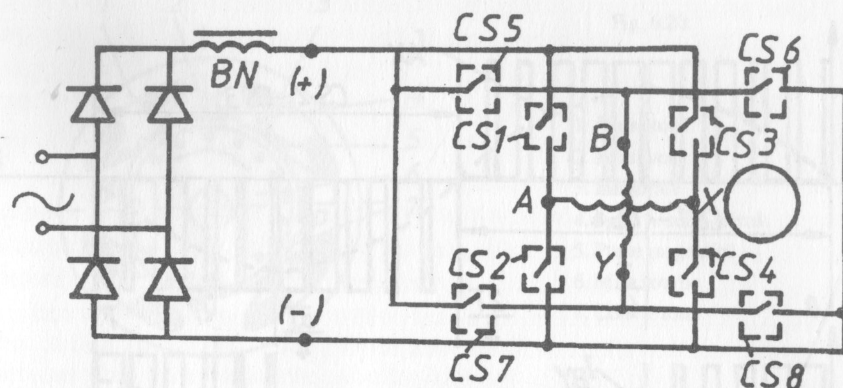


Fig. 6.18.

Reglajul vitezei motoarelor cu fază auxiliară se poate efectua: — prin modificarea tensiunii sau tensiunilor aplicate înfăşurărilor — prin introducerea de impedanţe suplimentare în serie cu înfăşurările, — prin modificarea numărului de spire al înfăşurărilor, — prin modificarea frecvenţei sau/şi a tensiunii de alimentare.

În fig. 6.17. *b*, *c* şi d se prezintă variante de modificare a vitezei motoarelor cu *FA* prin modificarea tensiunii de alimentare, utilizîndu-se un autotransformator *AT* între sursă şi motor.

În fig. 6.17. *e* şi *f* se prezintă varianta în *L*, respectiv în *T*, de modificare a vitezei, utilizînd o independenţă suplimentară Z care este, în general, o bobină sau poate fi chiar un rezistor. În aceste cazuri se pot obţine două trepte de viteză: mică şi mare, după cum comutatorul K este închis pe poziţia 1, respectiv 2.

Variantele prezentate în fig. 6.17 permit un reglaj al vitezei în limite reduse. În plus prezenţa instalaţiilor suplimentare scumpesc acţionarea. De asemenea, reglajul vitezei conduce la pierderi mari de energie, întrucît creşte alunecarea motorului, iar capacitatea de suprasarcină a motorului se diminuează o dată cu micşorarea vitezei. Reglajul nu este eficient la sarcini mici.

Există şi variante de motoare cu mai multe viteze, la care se folosesc înfăşurări cu prize multiple alimentate de la reţea. De asemenea, înfăşurările sînt secţionate în aşa fel încît motorul poate funcţiona la două tensiuni de alimentare, 220 V respectiv 110 V.

În scopul protejării motorului la suprasarcini se utilizează relee termice pe principiul bimetalelor, care se plasează pe capetele de bobine (în partea frontală) şi care întrerup alimentarea motorului atunci cînd apare o supraîncălzire a înfăşurărilor. Aceste relee se înseriază între sursă şi borna comună a celor două faze ale motorului. Motoarele cu faze identice în stator, decalate la 90° el. (bifazate), se pot comanda în frecvenţă, conform schemei de principiu, prezentată în fig. 6.18.[31]

La motoarele asincrone, reglajul vitezei se poate realiza la cuplu constant, dacă se menţine raportul U/f = ct. În aceste condiţii se constată că şi curentul statoric se menţine aproximativ constant. De aceea este indicată folosirea unui invertor de

11 Comanda nr. 31271

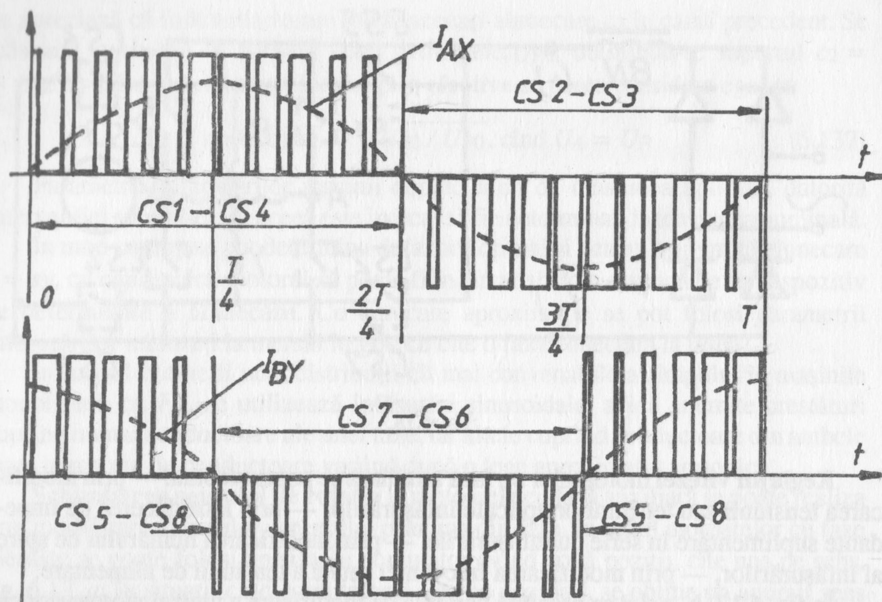


Fig. 6.19.

curent. Înfăşurările AX şi BY se alimentează prin intermediul contactelor statice $CS1 \div CS8$. Comanda contactoarelor statice se efectuează în impulsuri cu modulare în durată. Realizînd o comandă după schema prezentată în fig. 6.19, se obţin, prin cele două faze AX şi BY, curenţi defazaţi în timp la aproximativ 90° el.

În primul sfert de perioadă sînt comandate grupurile $CS1$ — $CS4$, respectiv $CS5$ — $CS8$. În cel de al doilea sfert de perioadă se comandă $CS1$ — $CS4$, respectiv $CS6$ — $CS7$ (curentul prin faza BY îşi schimbă sensul). În cel de-al treilea sfert de perioadă se comandă $CS2$ — $CS3$, respectiv $CS6$ — $CS7$, curentul prin înfăşurarea AX îşi schimbă sensul; în sfîrşit, în cel de al patrulea sfert rămîn comandate $CS2$ — $CS3$ şi se comandă $CS5$ — $CS8$, I_{BY} revenind la sensul iniţial.

Modificarea perioadei T duce la modificarea frecvenţei curenţilor prin înfăşurări şi la variaţia vitezei de rotaţie a maşinii. Drept contactoare statice se pot folosi tranzistoare de putere sau tiristoare GTO. Cu această schemă se pot realiza porniri la curenţi limitaţi, deci cu cuplu moderat de pornire, reglaj comod al frecvenţei, adică al vitezei de acţionare, protecţia motorului la suprasarcini, etc.

6.2.3.4. Servomotoare asincrone cu poli ecranaţi

Se poate aprecia că motoarele monofazate cu spiră în scurtcircuit (cu poli ecranaţi) sînt cele mai frecvent utilizate în acţionările de mică putere din cele mai variate domenii: uz casnic, ventilatoare, echipamente periferice, tehnica fotocopierii, industrie, sisteme de poziţionare, maşini- unelte, medicină, etc. Avantajele

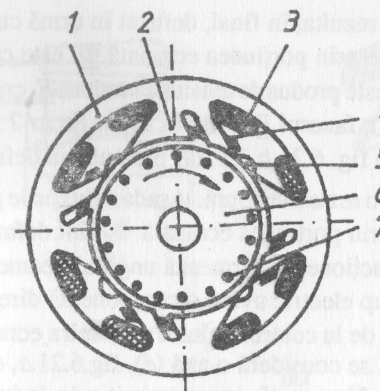


Fig. 6.20.

1. Jug statoric
2. Pol statoric
3. Înfăşurare
4. Spiră în scurt-circuit
5. Punte magnetică
6. Miez rotoric
7. Colivie rotor

esenţiale sînt rezultate din preţul de cost redus, posibilitatea alimentării de la reţeaua monofazată şi fiabilitate ridicată. Dintre dezavantaje se enumeră: randament scăzut, factor de putere scăzut, cuplu de pornire redus, imposibilitatea reversării sensului de rotaţie şi a reglajului vitezei.

Din punct de vedere constructiv, motorul cu poli ecranaţi posedă un stator care prezintă poli aparenţi, pe care se găseşte înfăşurarea concentrată. Polul, la partea dinspre întrefier, prezintă o crestătură în care se introduce o spiră care înconjoară aproximativ 1/3 din secţiunea polului (fig. 8.20), constituind un ecran. Între polii alăturaţi se plasează punţi magnetice, care au rolul de a distribui cît mai sinusoidal liniile de cîmp magnetic (pe întreg întrefierul). Rotorul este normal, cu înfăşurare în colivie.[32,33] Apariţia cuplului de rotaţie la acest motor se explică folosind diagrama mărimilor, prezentată în fig. 6.21.b.

Curentul statoric $\underline{I}_1$ prin solenaţia sa $\underline{F}_1$, — luate ca origine de fază şi la o scară convenabilă încît fazorii corespunzători au aceeaşi mărime — creează prin porţiunea din stînga (neecranată) a polului, fig. 6.21.a, un flux $\underline{\Phi}_m$ (în fază cu solenaţia

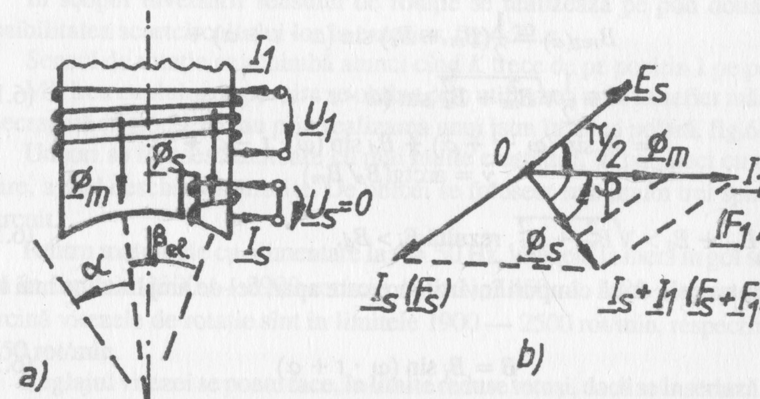


Fig. 6.21.

$\underline{F}_1$). Fluxul prin porţiunea ecranată, $\underline{\Phi}_s$, va rezulta, în final, defazat în urmă cu un unghi φ faţă de fluxul $\underline{\Phi}_m$, aceasta deoarece prin porţiunea ecranată $\underline{\Phi}_s$ este creat de solenaţia rezultantă $\underline{F}_s + \underline{F}_1$. Curentul $\underline{I}_s$ este produs de tensiunea indusă $\underline{E}_s$ creată de fluxul prin spiră $\underline{\Phi}_s$ (unde $e_s = L_s di_s/dt$), fazorul $\underline{E}_s$ fiind în avans cu $\pi/2$ faţă de $\underline{\Phi}_s$. Aşa cum se observă pe diagrama din fig. 6.21.*b*, $\underline{E}_s$ şi $\underline{I}_s$ prezintă un defazaj de $\approx 180^o$, spira comportîndu-se aproape ca o rezistenţă pură. Aşadar, fluxurile prin porţiunea neecranată $\underline{\Phi}_m$ şi cel rezultant, prin porţiunea ecranată Φ_s sînt defazate în timp cu unghiul φ, iar direcţiile pe care acţionează formează unghiul geometric β (fig. 6.21.*a*), încît în maşină apare un cîmp electric avînd o componentă directă, mai mare, care antrenează rotorul în sensul de la centrul polului spre spira ecran.

Pentru a justifica afirmaţia de mai sus, se consideră o axă (*d*), fig.6.21.*a*, care face unghiul α cu axa fluxului $\underline{\Phi}_m$. Cîmpul magnetic, caracterizat prin inducţia B_m, pe această direcţie (corespunzător fluxului $\underline{\Phi}_m$) va avea expresia:

$$B_{m(\alpha)} = B_m \sin \omega \cdot t \cos \alpha, \text{ pentru } i_1 = I_{1m} \sin \omega t \tag{6.138}$$

Tot pe aceeaşi direcţie, cîmpul magnetic corespunzător fluxului $\underline{\Phi}_s$ va fi:

$$B_{s(\alpha)} = B_s \sin (\omega \cdot t - \varphi) \cos (\alpha + \beta_{el}), \tag{6.139}$$

unde intervine defazajul în timp al cîmpului, φ, fig. 6.21.*b*, respectiv decalajul spaţial β_{el} (s-a considerat, pentru simplitate, cazul maşinii bipolare).

Cîmpul rezultant va fi:

$$B_{rez(\alpha)} = B_{m(\alpha)} + B_{S(\alpha)} = \frac{1}{2}B_m[\sin (\omega \cdot t + \alpha) + \sin (\omega \cdot t - \alpha)] + \\ + \frac{1}{2}B_s[\sin (\omega \cdot t + \alpha + \beta_{el} - \varphi) + \sin (\omega t - \alpha - \varphi - \beta_{el})] \tag{6.140}$$

De exemplu, pentru $\beta_{el} = \pi/4$ şi $\varphi = \pi/4$, se obţine:

$$B_{rez(\alpha)} = \frac{1}{2}(B_m + B_s) \sin (\omega \cdot t + \alpha) + \\ + \frac{1}{2}\sqrt{B_m^2 + B_s^2} \sin (\omega \cdot t - \alpha + \gamma) = \\ = B_i \sin (\omega \cdot t + \alpha) + B_d \sin (\omega \cdot t - \alpha + \gamma), \\ \gamma = \text{arctg}(B_s/B_m) \tag{6.141}$$

Întrucît $B_m + B_s > \sqrt{B_m^2 + B_s^2}$, rezultă $B_i > B_d$, (6.142)

adică, dintre cele două cîmpuri învîrtitoare care apar, cel de amplitudine mai mare este:

$$B = B_i \sin (\omega \cdot t + \alpha) \tag{6.143}$$

Acest cîmp se menţine maxim pe o direcţie α, care îndeplineşte condiţia: $\sin (\omega \cdot t + \alpha) = 1$, sau derivînd această situaţie în timp,

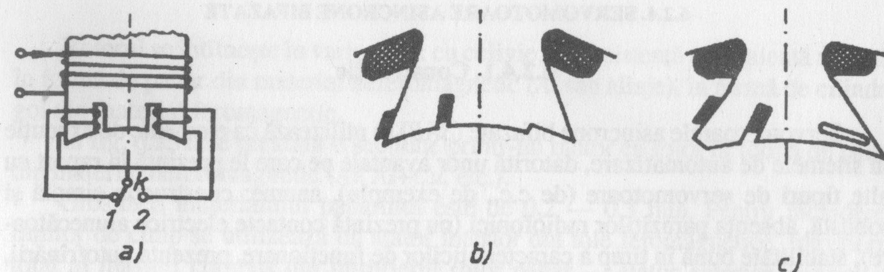


Fig. 6.22.

$$\omega + \frac{d\alpha}{dt} = 0, \ \Omega = -\omega, \ \left(\Omega = \frac{d\alpha}{dt}\right), \tag{6.144}$$

adică sensul vitezei cîmpului de amplitudine mai mare este invers celui trigonometric. Sub acţiunea acestui cîmp rotorul se va roti în sensul spre spiră. Prezenţa cîmpului $B_d \sin (\omega \cdot t - \alpha - \gamma)$, care se roteşte cu viteza $\Omega = \omega$, în sens trigonometric pozitiv înrăutăţeşte performanţele energetice ale motorului.

Dacă spira ar fi plasată în partea stîngă a polului, atunci unghiul β_{el} îşi schimbă semnul. În cazul particular $\beta_{el} = -\pi/4$ şi $\varphi = \pi/4$, cîmpul rezultant (6.140) devine:

$$B_{rez(\alpha)} = \frac{1}{2}\sqrt{B_m^2 + B_s^2} \sin (\omega \cdot t + \alpha - \gamma) + \\ + \frac{1}{2}(B_m + B_s) \sin (\omega \cdot t - \alpha) \tag{6.145}$$

cîmpul de amplitudine mai mare are, de data aceasta, viteza $\Omega = \omega$, adică sensul identic cu cel trigonometric pozitiv.

În scopul inversării sensului de rotaţie se realizează pe poli două spire, cu posibilitatea scurtcircuitului lor în exterior, fig.6.22.*a*.

Sensul de rotaţie se schimbă atunci cînd *K* trece de pe poziţia 1 pe poziţia 2.

Mărirea cuplului de pornire se obţine prin utilizarea unui întrefier mărit în zona neecranată (fig.6.22.*b*) sau prin realizarea unui istm în talpa polară, fig.6.22.*c*.

Uneori se folosesc motoare cu mai multe crestături, în pol, deci cu mai multe spire, avînd deschideri diferite. De obicei se folosesc maximum trei spire în scurtcircuit.

Pentru motoarele cu alimentare la $f = 50$ Hz, vitezele la mers în gol se încadrează în limitele 2300 — 2900 rot/min ($p = 1$), 1450 — 1480 rot/min ($p = 2$). În sarcină vitezele de rotaţie sînt în limitele 1900 — 2500 rot/min, respectiv 1200 — 1350 rot/min.

Reglajul vitezei se poate face, în limite reduse totuşi, dacă se înseriază reactanţe exterioare cu înfăşurarea statorică sau dacă se folosesc înfăşurări cu mai multe prize. Dezavantajele acestor metode sînt cele semnalate la motoarele cu faza auxiliară.

6.2.4. SERVOMOTOARE ASINCRONE BIFAZATE

6.2.4.1. Construcţie

Servomotoarele asincrone bifazate (*SAB*) se utilizează ca elemente de execuţie în sitemele de automatizare, datorită unor avantaje pe care le prezintă în raport cu alte tipuri de servomotoare (de c.c., de exemplu), anume: construcţie simplă şi robustă, absenţa paraziţilor radiofonici (nu prezintă contacte electrice alunecătoare), stabilitate bună în timp a caracteristicilor de funcţionare, prezenţa autofrînării, etc. Totodată, *SAB* posedă caracteristici mecanice şi de reglaj liniare şi permite un reglaj al vitezei în limite largi prin procedee simple. Cuplul de pornire este relativ mic faţă de servomotoarele de c.c. la acelaşi gabarit, de asemenea şi cuplurile impulsionale sînt limitate.[34]

Dezavantajele *SAB* decurg din faptul că dimensiunile de gabarit, la o anumită putere, sînt mari. Randamentul şi factorul de putere sînt scăzute, puterile maxime la care sînt folosite, de asemenea, sînt limitate. Există construcţii la care momentul de inerţie este redus (la cele cu rotor în formă de pahar neferomagnetic), deci constanta de timp mică. Poate fi utilizat la acţionări reversibile , frecvenţa de reversare limită depinzînd de momentul de inerţie al rotorului şi maşinii de lucru.

Din punct de vedere constructiv, statorul este realizat din tole, cu crestături, în care se introduc înfăşurările, decalate la 90° *el*. Una din înfaşurări, de excitaţie — *E*, este conectată la reţeaua monofazată (u_e), iar cealaltă, de comandă — *C*, se alimentează de la aceeaşi sursă sau de la o sursă separată, tensiunea aplicată, u_c, fiind reglabilă ca amplitudine sau (şi) ca fază, în raport cu tensiunea u_e. Cele două surse sînt de aceeaşi frecvenţă, dar pot fi şi de frecvenţe diferite, dacă se cere comanda reversibilă. La motoarele de foarte mică putere, statorul posedă o înfăşurare continuă, iar de la patru puncte, situate pe periferie la unghiul electric de $\pi/2$ rad., se scot prize — două pentru înfăşurarea de excitaţie (la π rad. el. între prize), iar celelalte două pentru înfăşurarea de comandă.

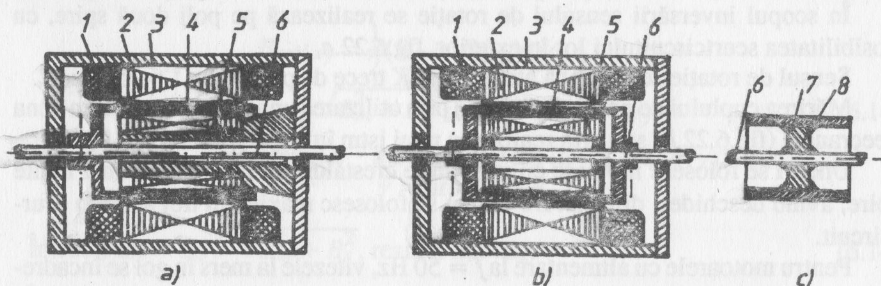


Fig. 6.23.

1 — înfăşurare statorică,
2 — miez statoric,
3 — carcasă,
4 — rotor neferomagnetic,
5 — stator interior,
6 — ax,
7 — cilindru feromagnetic
8 — rondea feromagnetică

Rotorul se întîlneşte în variantele: cu colivie (de rezistenţă echivalentă mărită), în formă de pahar din material neferomagnetic (*Al* sau aliaje), în formă de cilindru gol din material feromagnetic.

În fig. 6.23.*a* se prezintă o secţiune printr-un motor cu rotor în formă de pahar din material neferomagnetic (*Al*, *Al+Cu*, etc.).

Grosimea materialului paharului este de 0,2 — 0,3 mm. Pentru închiderea liniilor de cîmp se utilizează un stator interior din tole feromagnetice. Intrefierul total al maşinii compus din intrefierul rotor pahar — stator exterior, paharul şi întrefierul pahar — stator interior are valori mari: 0,7 — 1 mm. Din acest motiv solenaţia necesară menţinerii fluxului în maşină este destul de mare, curentul de magnetizare ajungînd la 90% din curentul nominal. Paharul este solidar cu axul maşinii. Grosimea paharului se limitează inferior din considerente mecanice. Prin creşterea grosimii paharului se micşorează rezistenţa rotorică echivalentă, încît se poate ajunge ca motorul să nu mai prezinte autofrînare. Totodată creşte mult şi intrefierul. Fixarea rotorului în pahar, pe ax, constituie o problemă tehnologică deosebită, mai ales la paharele de mari dimensiuni. Partea frontală a paharului este de dimensiuni mai mari (2 — 3 mm), prezenţa ei duce la micşorarea rezistenţei echivalente a rotorului. Statorul interior este fixat într-o consolă solidară cu statorul exterior.

În fig. 6.23.*b* este prezentată o variantă de motor cu rotor în pahar, folosită la puteri mai mari, sute de W sau chiar 1 — 1,2 kW. Paharul este consolidat prin două flanşe frontale cu ajutorul cărora se rigidizează de ax. Statorul interior, montat pe rulmenţi, nu mai este rigidizat de statorul exterior. În această construcţie paharul poate transmite axului o putere mai mare fără a fi pericol de deformare. Grosimea paharului se poate lua mai mică decît în cazul precedent. Dezavantajul acestei construcţii constă în aceea că răspunsul motorului este mult influenţat de frecările în rulmenţi şi de inerţia rotorului interior care intervine în regimuri dinamice.

În fig. 6.23.*c* este prezentat un rotor din material feromagnetic. Paharul cilindric este de grosime 2 — 3 mm şi prezintă o rondea feromagnetică (uneori chiar două), care îndeplineşte şi funcţia de închidere a liniilor de cîmp.

Se mai pot realiza şi construcţii hibride, rezultate din cele prezentate mai sus. De exemplu, rotorul feromagnetic mai prezintă canale la periferia exterioară, în care se introduc bare de *Al* sau de *Cu*.

6.2.4.2. Scheme de alimentare a servomotorului asincron bifazat

Cele două înfăşurări ale *SAB*, de excitaţie şi de comandă, se alimentează de la tensiuni diferite ca amplitudine sau ca defazaj. Cîmpul magnetic rezultant este eliptic, modificarea amplitudinii cîmpului invers în raport cu a celui direct conduce, în definitiv, la modificarea cuplului rezultant, deci a vitezei rotorului.

Aşadar, în cazul alimentării înfăşurărilor de la aceeaşi reţea monofazată, se pot utiliza schemele din fig. 6.24.

În fig. 6.24.*a* se prezintă o schemă în care se modifică amplitudinea tensiunii aplicate înfaşurării de comandă, în condiţiile menţinerii constante a defazajului

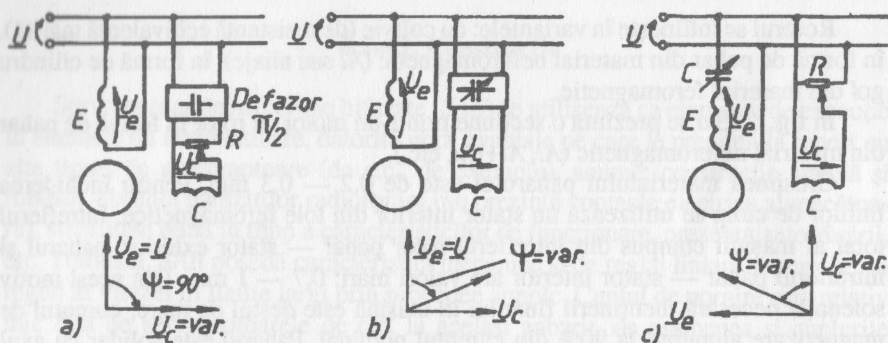


Fig. 6.24.

dintre cele două tensiuni, $\Psi = 90°$. Defazajul dintre tensiuni se realizează cu un condensator sau cu un regulator de fază.

În fig. 6.24.*b* se alimentează înfăşurarea de comandă prin intermediul unui element defazor, care menţine totuşi amplitudinea tensiunii $\underline{U}_c$ constantă, dar defazajul se poate modifica. În ambele variante, tensiunea aplicată înfăşurării de excitaţie se menţine aceeaşi, egală cu tensiunea reţelei.

În fig. 6.24.*c* se prezintă o variantă de modificare atît a defazajului dintre cele două tensiuni, cît şi a amplitudinii tensiunii de comandă.

6.2.4.3. Analiza calitativă a funcţionării servomotorului asincron bifazat

Din punct de vedere al caracteristicii mecanice, $M = f(n)$, servomotorul asincron se deosebeşte de motoarele asincrone normale prin aceea că rezistenţa rotorului are valoare mare, fig. 6.25.*a*; curba 1 corespunde la motoarele asincrone trifazate normale, curba 2 — la servomotoarele asincrone bifazate în condiţiile unui cîmp circular statoric. Altfel spus, servomotoarele asincrone cu rotor în formă de pahar au caracteristica $n = f(M)$ univocă, iar alunecarea critică s_{cr} mare (depăşind de obicei valoarea 2). Totodată caracteristica mecanică devine aproape o dreaptă, în schimb cuplul este redus comparativ cu un motor normal, mai ales la viteze ridicate, de aceea randamentul este scăzut.

Servomotorul prezintă, însă, avantajul autofrînării; adică, dacă se întrerupe alimentarea înfăşurării de comandă, viteza sa scade brusc la zero.

În fig. 6.25 este explicat fenomenul autofrînării *SAB*. Se presupune că *SAB* este alimentat de la un sistem bifazat simetric, încît cîmpul magnetic este circular. Punctul de funcţionare se găseşte în cadranul 1, din fig. 6.25.*b*, neprecizat pe desen. În situaţia cînd se întrerupe alimentarea înfăşurării de comandă, cîmpul magnetic în maşină devine alternativ şi se poate descompune în două cîmpuri învîrtitoare de sensuri contrare, care produc un cuplu direct, cu alura curbei 1 pe desen şi un cuplu invers, curba 2. Cuplul rezultant se obţine prin adunarea punct cu punct a celor două

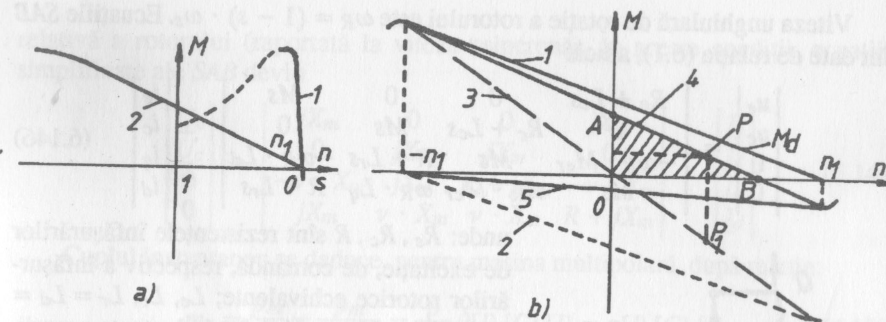


Fig. 6.25.

curbe 1 şi 2, obţinîndu-se curba (dreapta) notată cu 3, care trece prin origine şi care arată că la viteze pozitive corespunde un cuplu negativ (de frînare a rotorului).

Presupunînd că servomotorul este alimentat la ambele înfăşurări încît cîmpul nu este perfect circular, acest cîmp electric se descompune în două cîmpuri circulare, unul direct şi altul invers, iar cuplurile corespunzătoare, direct şi invers, sînt reprezentate prin curbele 1 respectiv 5, a căror rezultantă este curba 4. Punctul de funcţionare *P* se găseşte în porţiunea din primul cadran al curbei 4 — *AB*, corespunzător unui anumit cuplu al *SAB*, egal în modul cu cuplul rezistent al maşinii de lucru şi unei viteze, mai mică decît viteza (ideală) de sincronism n_1.

În momentul întreruperii alimentării înfăşurării de comandă, în maşină cîmpul devine monofazat, iar caracteristica $M = f(n)$ devine curba 3, încît punctul de funcţionare se deplasează brusc din *P* în P_1 (întrucît în primul moment viteza de rotaţie se conservă). Punctului P_1 îi corespunde un cuplu al *SAB* negativ, în acelaşi sens cu cuplul rezistent, avînd ca efect frînarea rotorului, punctul de funcţionare deplasîndu-se rapid spre 0, pînă la oprire. Acest fenomen de autofrînare se manifestă numai dacă înfăşurarea de excitaţie rămîne alimentată de la reţea.

Se mai face precizarea că, în funcţionarea *SAB* cu ambele înfăşurări alimentate, funcţie de amplitudinile celor două tensiuni şi defazajele dintre ele, punctul de funcţionare se găseşte pe o caracteristică a cărei porţiune din primul cadran se plasează între origine şi caracteristica ideală corespunzătoare alimentării înfăşurărilor în aşa fel încît cîmpul magnetic în maşină este un cîmp perfect circular.

Pentru ca *SAB* să prezinte autofrînare, se impune îndeplinirea condiţiei (6.112), adică rezistenţa rotorică raportată trebuie să fie mai mare decît suma dintre reactanţa de magnetizare şi reactanţa de scăpări raportată a rotorului.

6.2.4.4. Ecuaţiile de funcţionare a servomotorului asincron bifazat, analiza simplificată

Schema electrică echivalentă a *SAB* este prezentată în fig. 6.26, fiind, de fapt, o maşină generalizată cu două înfăşurări pe stator, de excitaţie (*e*) şi de comandă (*c*), plasate în axele *D* şi *Q*, şi cu două înfăşurări identice pe rotor, aşezate în cele două axe scurtcircuitate prin perii.

Viteza unghiulară de rotaţie a rotorului este $\omega_R = (1 - s) \cdot \omega_s$. Ecuaţiile *SAB* sînt date de relaţia (6.1), adică:

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_c \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e + L_e s & 0 & 0 & Ms \\ 0 & R_c + L_c s & Ms & 0 \\ -\omega_R \cdot M_{er} & Ms & R + L_r s & -\omega_R \cdot L_d \\ Ms & \omega_R \cdot M_{cr} & \omega_R \cdot L_q & R + L_r s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_c \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \tag{6.146}$$

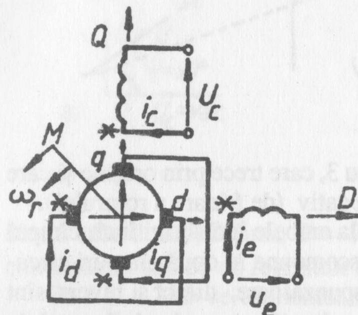


Fig. 6.26.

unde: R_e, R_c, R sînt rezistenţele înfăşurărilor de excitaţie, de comandă, respectiv a înfăşurărilor rotorice echivalente; L_e, L_c, $L_r = L_d = L_q$, $M = M_{er} = M_{cr}$ sînt inductanţe proprii, respectiv mutuale, dintre diversele înfăşurări.

Pentru o analiză simplificată a acestor ecuaţii, se vor considera toate înfăşurările maşinii, avînd acelaşi număr de spire, caz în care inductanţele proprii şi cele mutuale sînt egale, bineînţeles în situaţia ideală că fluxurile de scăpări sînt neglijabile, adică: $L_e = L_c = L_r = L_d = L_q = M_{er} = M_{cr} = M$. În cazurile reale, cînd cele două înfăşurări statorice, de excitaţie şi de comandă, diferă ca numere de spire şi ca repartiţie în crestături, se face raportarea mărimilor înfăşurării de excitaţie la cele ale înfăşurării de comandă, utilizînd raportul de transformare, $k = N_c/N_e$, unde N_c, N_e sînt numerele de spire efective ale celor două înfăşurări, iar mărimile raportate ale înfăşurării de excitaţie se obţin după relaţii de formă (6.21).

Pentru o simplificare a scrierii vom considera deja mărimile înfăşurării de excitaţie raportate la înfăşurarea de comandă.

În continuare, pentru simplificarea ecuaţiilor (6.146), se vor considera rezistenţele înfăşurărilor statorice neglijabile $R_e = R_c \approx 0$, în schimb rezistenţa echivalentă a rotorului este mare, fiind de ordinul de mărime a reactanţei de magnetizare.

Ecuaţiile (6.146) devin:

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_c \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Ms & 0 & 0 & Ms \\ 0 & Ms & Ms & 0 \\ -\omega_R \; M & Ms & R + Ms & -\omega_R \; M \\ Ms & \omega_R \cdot M & \omega_R \cdot M & R + Ms \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_e \\ i_c \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \tag{6.147}$$

Considerăm că tensiunile şi curenţii sînt sinusoidali, încît se poate trece la reprezentarea în complex simplificat, astfel

$$\begin{gathered} u_e = U_e\sqrt{2}\,\sin(\omega_s \cdot t + \varphi_e) \rightleftarrows \underline{U}_e = U_e e^{j \cdot \varphi_e},\ \underline{i}_e \rightleftarrows \underline{I}_e = I_e e^{j \cdot \varphi_{ie}}\ \text{,e.t.c.} \\ Msi_e = Mdi_e/\,dt = \omega_s \cdot I_e\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_{ie} + \pi/2) \rightleftarrows \\ \rightleftarrows j \cdot \omega_s M\underline{I}_e = jX_M\underline{I}_e,\ \ \omega_s \cdot M = X_m \end{gathered} \tag{6.148}$$

Termenii de forma Ms devin, la trecerea în complex, jX_m, iar termenii $\omega_R \cdot M$ devin $(\omega_R/\omega_s)\omega_s M = \nu \cdot X_m$, unde $\nu = \omega_R/\omega_s$ este viteza unghiulară de rotaţie

relativă a rotorului (raportată la viteza asincronă). În aceste condiţii, ecuaţiile simplificate ale *SAB* devin

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_e \\ \underline{U}_c \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} jX_m & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & jX_m & jX_m & 0 \\ -\nu \cdot X_m & jX_m & R + jX_m & -\nu \cdot X_m \\ jX_m & \nu \cdot X_m & \nu \cdot X_m & R + jX_m \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_e \\ \underline{I}_c \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \end{vmatrix} \tag{6.149}$$

Cuplul instantaneu se deduce, pentru maşina multipolară, după relaţia:

$$m_e = \frac{p_m}{\Omega} = \frac{p_m}{\omega_R/\,p} = \frac{p}{\omega_R}\dot{\theta}[I]_t[G]\,[I] = p[I]_t[G]\,[I], \tag{6.150}$$

unde s-au folosit relaţiile (6.102), (6.103), (6.120), iar p este numărul de perechi de poli, $\dot{\theta} = \omega_R$, p_m este puterea electrică convertită în putere mecanică.

Cuplul mediu, pentru maşina multipolară, se obţine, conform rel. (2.124):

$$M_e = p \cdot \text{Re}\left\{[\underline{I}]_t^*[G]\,[\underline{I}]\right\}, \tag{6.151}$$

care, pentru maşina cu poli înecaţi, se scrie (rel. 6.25):

$$M_e = p \cdot Re[M(\underline{I}_Q\underline{I}_d^* - \underline{I}_D\underline{I}_q^*)] = p \cdot \frac{X_m}{\omega_s}Re(\underline{I}_c\underline{I}_d^* - \underline{I}_e\underline{I}_q^*) \tag{6.152}$$

Din primele două ecuaţii (6.149) se obţin curenţii $\underline{I}_e$ şi $\underline{I}_c$:

$$\underline{U}_e = jX_m\underline{I}_e + jX_m\underline{I}_d\,,\ \underline{U}_c = jX_m\underline{I}_c + jX_m\underline{I}_q, \tag{6.153}$$

$$\underline{I}_e = -j\underline{U}_e/\,X_m - \underline{I}_d\,,\ \underline{I}_c = -j\underline{U}_c/\,X_m - \underline{I}_q \tag{6.154}$$

Ecuaţiile 3 şi 4 din (6.149) devin, prin introducerea rel. (6.154)

$$\begin{cases} j\nu\underline{U}_e + \nu \cdot X_m\underline{I}_d + \underline{U}_c - jX_m\underline{I}_q + (R + jX_m)\underline{I}_q - \nu X_m\underline{I}_d = 0 \\ \underline{U}_e - jX_m\underline{I}_d - j\nu\underline{U}_c - \nu X_m\underline{I}_q + \nu X_m\underline{I}_q + (R + jX_m)\underline{I}_d = 0 \end{cases} \tag{6.155}$$

Se obţin astfel expresiile curenţilor

$$\underline{I}_q = -\frac{j\nu\underline{U}_e + \underline{U}_c}{R}\,,\ \underline{I}_d = \frac{j\nu\underline{U}_c - \underline{U}_e}{R}, \tag{6.156}$$

respectiv conjugatele complexe ale acestor expresii

$$\underline{I}_q^* = \frac{j\nu\underline{U}_e^* - \underline{U}_c^*}{R}\,,\ \underline{I}_d^* = -\frac{\underline{U}_e^* + j\nu\underline{U}_c^*}{R} \tag{6.157}$$

Cuplul mediu se obţine după relaţia (6.152)

$$M_e = p\frac{X_m}{\omega_s}Re(\underline{I}_c\underline{I}_d^* - \underline{I}_e\underline{I}_q^*) = p\frac{X_m}{\omega_s}\text{Re}\left[\left(-\frac{j\underline{U}_c}{X_m} - \underline{I}_q\right)\left(-\frac{\underline{U}_e^*}{R} - j\nu\frac{\underline{U}_c^*}{R}\right) + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{j\underline{U}_e}{X_m} + \underline{I}_d\right)\left(\frac{j\nu\underline{U}_e^*}{R} - \frac{\underline{U}_c^*}{R}\right)\right] = \frac{pX_m}{\omega_s}\text{Re}\left[\frac{j\underline{U}_c\underline{U}_e^*}{RX_m} - \frac{j\underline{U}_e\underline{U}_c^*}{RX_m} - \frac{\nu\underline{U}_c\underline{U}_c^*}{RX_m} - \right.$$

$$- \underline{I}_q\underline{I}_d^* - \frac{\nu \underline{U}_e\underline{U}_e^*}{RX_m} + \underline{I}_d\underline{I}_q^*\Bigg] = \frac{p}{\omega_s}\mathrm{Re}\left[\frac{j(\underline{U}_c\underline{U}_e^* - \underline{U}_e\underline{U}_c^*)}{R} - \frac{\nu(U_c^2 + U_e^2)}{R}\right] + \tag{6.158}$$

$$+ \frac{pX_m}{\omega_s}\mathrm{Re}\left(\underline{I}_d\underline{I}_q^* - \underline{I}_q\underline{I}_d^*\right) = - \frac{p\nu}{\omega_s \cdot R}\left(U_c^2 + U_e^2\right) + \frac{p}{\omega_s \cdot R}\mathrm{Re}\left[j(\underline{U}_c\underline{U}_e^* - \underline{U}_e\underline{U}_c^*)\right]$$

unde s-au folosit relațiile (6.154), (6.156) și proprietățile:

$$Re(\underline{I}_d\underline{I}_q^* - \underline{I}_q\underline{I}_d^*) = 0\,,\ \underline{U}_c\underline{U}_c^* = U_c^2\,,\ \underline{U}_e\underline{U}_e^* = U_e^2 \tag{6.159}$$

Pentru analiza funcționării servomotorului într-un sistem de acționare este necesară atașarea la ecuațiile (6.149) și a ecuației de echilibru a cuplurilor:

$$\pm\, m_{(t)} + m_e = J\,\frac{d\Omega}{dt} \tag{6.160}$$

unde $\pm\, m_{(t)}$ reprezintă suma cuplurilor existente la arbore (cuplurile rezistente, sarcină, de frecări vîscoase, etc.), iar m_e este cuplul electromagnetic instantaneu, a cărui valoare medie este M_e dată de (6.158). Expresia M_e se utilizează numai pentru regimuri staționare de funcționare.

6.2.4.5. Comanda servomotoarelor asincrone bifazate

Cuplul electromagnetic, respectiv viteza de rotație a *SAB*, se modifică prin: a) comanda amplitudinii tensiunii aplicate fazei de comandă, U_c = var.; b) comanda fazei tensiunii $\underline{U}_c$, Ψ = var.; c) comanda mixtă, atît a amplitudinii U_c cît și a fazei Ψ.

Se vor analiza primele două tipuri de comenzi, rezultatele obținute putînd furniza informații privitoare și la comanda mixtă.

Expresia tensiunii aplicate înfășurării de excitație este:

$$\underline{U}_e = U_e e^{j0} \tag{6.161}$$

Tensiunea aplicată înfășurării de comandă se scrie:

$$\underline{U}_c = \lambda \cdot U_e e^{-j\Psi}, \tag{6.162}$$

unde $\lambda = U_c/U_e$ este coeficientul de semnal (raportul dintre valorile efective ale tensiunii de comandă și de excitație), iar Ψ este defazajul dintre aceste tensiuni.

Cuplul mediu (6.158) devine

$$M_e = - \frac{p\nu U_e^2}{\omega_s \cdot R}(1 + \lambda^2) + \frac{p}{\omega_s R}\,\mathrm{Re}\left[j\lambda U_e^2 e^{-j\Psi} - j\lambda U_e^2 e^{j\Psi}\right] \tag{6.163}$$

Dacă se ține seama de formulele lui Euler, $e^{-j\Psi} - e^{j\Psi} = -2j\sin\Psi$, rezultă expresia cuplului mediu.

$$M_e = \frac{2p\lambda U_e^2}{\omega_s R}\sin\Psi - \nu \cdot \frac{pU_e^2}{\omega_s R}(1 + \lambda^2) \tag{6.164}$$

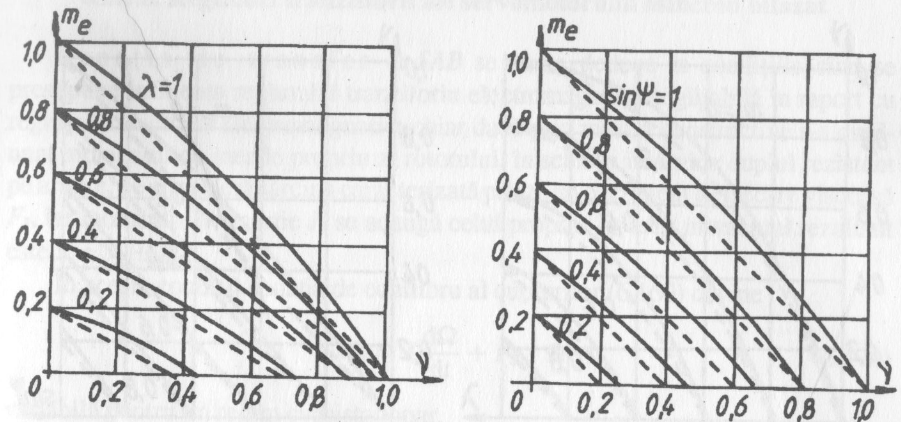


Fig. 6.27.

Cuplul de pornire va corespunde situației $\nu = 0$, adică:

$$M_{ep} = \frac{2p\lambda U_e^2}{\omega_s R}\sin\Psi \tag{6.165}$$

Valoarea maximă a cuplului de pornire corespunde cazului $\lambda = 1$ și $\sin\Psi = 1$, cînd cîmpul magnetic în mașină este circular, adică

$$M_{epm} = \frac{2pU_e^2}{\omega_s \cdot R} \tag{6.166}$$

Pentru a obține caracteristicile mecanice în mărimi relative, se va face raportarea cuplului la valoarea M_{epm}. Astfel

$$m_e = \frac{M_e}{M_{epm}} = \lambda\sin\Psi - \nu \cdot \frac{(1 + \lambda^2)}{2} \tag{6.167}$$

C a r a c t e r i s t i c i l e   m e c a n i c e $m_e = f(\nu)$ pentru comanda în amplitudine, deci la diverși λ = const., sînt reprezentate în fig. 6.27.*a*.

Caracteristicile ideale sînt dreptele întrerupte pe figură, a căror intersecție cu axa ordonatelor este egală cu λ. Se consideră cazul $\sin\Psi = 1$. Panta caracteristicilor este o dependență pătratică de λ, încît familia de drepte se apropie de un fascicul: la coeficienți de semnal mici cuplul de pornire scade mai mult decît viteza de mers în gol ideal, sau, într-o altă exprimare, la λ — mici, viteza scade mult o dată cu creșterea cuplului (egal în modul cu cuplul rezistent static). În cazuri reale aceste caracteristici devin neliniare (curbele trasate cu linie plină).

Caracteristicile mecanice la comanda în fază, la diverși $\sin\Psi$ = ct., sînt prezentate în fig. 6.27.*b*. Aceste caracteristici, pentru $\lambda = 1$, sînt drepte de ecuații:

$$m_e = \sin\Psi - \nu, \tag{6.168}$$

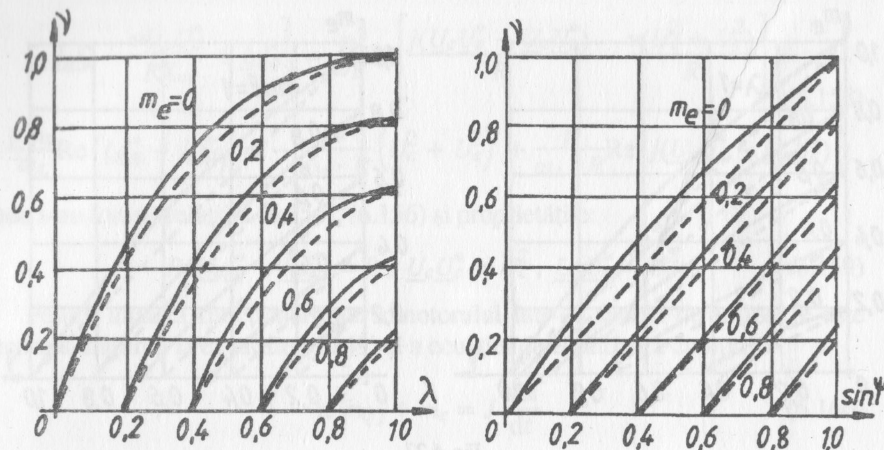


Fig. 6.28.

avînd aceeaşi pantă (trasată cu linii întrerupte). Caracteristicile reale sînt curbe de alură asemănătoare celor ideale (trasate cu linii pline pe fig. 6.27.*b*).

C a r a c t e r i s t i c i l e d e r e g l a j al vitezei la cuplu constant se definesc prin dependenţele: $\nu = f(\lambda)$ — la comanda în amplitudine, respectiv $\nu = f(\sin \Psi)$ — la comanda în fază.

În fig. 6.28.*a* este prezentată familia de caracteristici de reglaj $\nu = f(\lambda)$ pentru m_e = ct., pentru cazul ideal (linii întrerupte), conform ecuaţiilor:

$$\nu = \frac{2\lambda}{1+\lambda^2} - \frac{2}{1+\lambda^2}\, m_e, \tag{6.169}$$

adică în cazul $\sin \Psi = 1$. Aceste dependenţe sînt neliniare, în sensul că la tensiuni de comandă mici viteza motorului creşte mai mult, stabilizîndu-se oarecum la comenzi ridicate, caracteristicile reale sînt prezentate cu linii pline.

În fig. 6.28.*b* este trasată familia de caracteristici de reglaj la comanda în fază, $\nu = f(\sin \Psi)$, la m_e = ct. Caracteristicile ideale (cu linie întreruptă) sînt drepte, iar în cazul real (linie plină) prezintă o uşoară neliniaritate. S-a considerat $\nu = 1$.

Din cele expuse mai sus rezultă următoarele:

— La comanda în amplitudine caracteristicile mecanice sînt aproximativ drepte de pante diferite, dependente de pătratul coeficientului de semnal, mai dezavantajoase din acest punct de vedere decît cele ale servomotoarelor de c.c.

— La comanda în fază se obţin caracteristici mecanice de pantă constantă, asemănătoare cu cele ale servomotoarelor de c.c., de aceea în sisteme automate liniare se preferă acest mod de comandă, în schimb realizarea practică este mai costisitoare, implicînd utilizarea unui regulator de fază.

6.2.4.6. Regimuri tranzistorii ale servomotorului asincron bifazat

F u n c ţ i a d e t r a n s f e r a *SAB* se poate deduce în condiţiile cînd se presupune influenţa regimului tranzitoriu electromagnetic neglijabilă în raport cu regimul tranzitoriu electromagnetic; chiar dacă prin măsuri constructive s-a diminuat momentul de inerţie propriu al rotorului, în schimb intervine cuplul rezistent pe arbore. Se consideră sarcina caracterizată printr-un coeficient de frecare vîscoasă F_s, iar momentul de inerţie J_s se adaugă celui propriu J_m încît momentul rezultant este $J = J_s + J_m$.

În aceste condiţii ecuaţia de echilibru al cuplurilor (6.160) devine

$$M_e = J\frac{d\Omega}{dt} + F_s \cdot \Omega \tag{6.170}$$

variabilă pentru un regim cvasistaţionar.

La comanda în amplitudine ($\sin \Psi = 1$) expresia (6.164) a cuplului electromagnetic mediu se scrie:

$$M_e = M_{epm}\left(\lambda - \nu \cdot \frac{1+\lambda^2}{2}\right) = M_{ep} - F_e \cdot \Omega \tag{6.171}$$

unde:

$$M_{ep} = \frac{2p\lambda U_e^2}{\omega_s R} = \frac{2pU_e}{\omega_s R} U_c = k_M U_c\,,\; F_e = M_{epm}\nu \cdot \frac{1+\lambda^2}{2\Omega} \tag{6.172}$$

În expresia cuplului (6.171) se scoate în evidenţă faptul că dependenţa $M_e = f(\Omega)$ este aproximativ o dreaptă.

Ecuaţia (6.170) devine, în urma introducerii rel. (6.171) şi (6.172),

$$k_M U_c = J\frac{d\Omega}{dt} + (F_s + F_e) \cdot \Omega \tag{6.173}$$

Funcţia de transfer, în condiţiile cînd se consideră mărime de intrare tensiunea de comandă $U_c(s)$, iar mărime de ieşire unghiul de rotire a rotorului $\theta(s) = \Omega(s)/ s$. este:

$$H(s) = \frac{\theta(s)}{U_c(s)} = \frac{k_M/ (F_e + F_s)}{s(sT_{em} + 1)} = \frac{k_M/ J}{s(s + \omega_{em})}, \tag{6.174}$$

unde $T_{em} = J/ (F_e + F_s)$ este constanta electromecanică de timp a sistemului, iar $\omega_{em} = 1/ T_{em}$ este „pulsaţia de frîngere".

După cum se observă din relaţiile de mai sus constanta de timp a servomotorului se micşorează atunci cînd frecările vîscoase cresc, sau cînd scade momentul de inerţie al sarcinii, adică stabilitatea sistemului devine mai mare.

Coeficientul de frecare vîscoasă F_s depinde de viteză, deci de coeficientul de semnal, încît pentru cazuri practice se înregistrează o dublare a acestuia atunci cînd

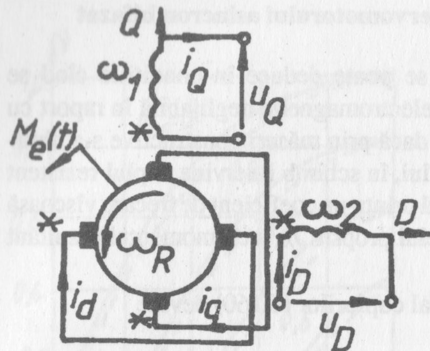


Fig. 6.29.

U_c variază de la zero la valoarea nominală. La U_c — mici, T_{em} va fi mai mare, în calculele de stabilitate se lucrează cu valoarea minimă a lui F_s, rezultatele obținute fiind astfel acoperitoare.

Pentru regimuri dinamice rapide este necesar să se țină seama și de constanta de timp a circuitelor electrice, expresia funcției de transfer devenind mai complicată.

Comanda reversibilă a servomotorului asincron bifazat [34]

Servomotorul asincron bifazat cu rotor în pahar, de inerție redusă, poate efectua și rotiri reversibile; frecvența maximă de schimbare a sensului de rotație fiind dictată de inerția rotorului. Această rotire reversibilă se obține dacă înfășurarea de excitație, Q, rămîne conectată la o rețea de pulsație ω_1, iar înfășurarea de comandă, D, se alimentează de la o sursă de pulsație $\omega_2 \neq \omega_1$ (fig. 6.29).

Expresiile tensiunilor aplicate înfășurărilor se scriu:

$$u_Q = U_Q\sqrt{2}\sin\omega_1 \cdot t;\ u_D = U_D\sqrt{2}\sin(\omega_2 \cdot t + \varphi_0) = \\ = U_D\sqrt{2}\sin[\omega_1 t + \varphi_{(t)}], \\ \varphi_{(t)} = (\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_0 = \omega_3 \cdot t + \varphi_0 \tag{6.175}$$

Așadar, față de u_Q, faza tensiunii u_D se modifică cu timpul, liniar în cazul de mai sus. Se obține astfel o comandă în fază a *SAB* cu fază liniar-variabilă în timp.[35]

Se va considera cazul cînd diferența dintre cele două pulsații

$$\omega_3 = \omega_2 - \omega_1 \tag{6.176}$$

este mică în comparație cu ω_1.

Se trece la reprezentarea în complex a mărimilor, astfel:

$$u_Q \rightleftarrows \underline{U}_Q = U_Q e^{j0};\ u_D \rightleftarrows \underline{U}_D(t) = \underline{U}_D e^{j\cdot\varphi(t)};\ \underline{U}_D = U_D e^{j0} \\ i_D \rightleftarrows \underline{I}_D;\ i_Q \rightleftarrows \underline{I}_Q;\ i_q \rightleftarrows \underline{I}_q;\ i_d \rightleftarrows \underline{I}_d,\ si_k \rightleftarrows j\cdot\omega_1\underline{I}_k \tag{6.177}$$

Ecuațiile *SAB* din fig. 6.29 devin, conform rel. (6.146) — (6.149),

$$\begin{cases} \underline{U}_D e^{j\cdot\varphi(t)} = jX_m\underline{I}_D + jX_m\underline{I}_d,\ \underline{U}_Q = jX_m\underline{I}_Q + jX_m\underline{I}_q \\ 0 = -\nu(t)\cdot X_m \cdot \underline{I}_D + jX_m\underline{I}_Q + (R + jX_m)\underline{I}_q - \nu(t)\cdot X_m\underline{I}_d \\ 0 = jX_m\underline{I}_D + \nu(t)X_m\underline{I}_Q + \nu(t)X_m\underline{I}_q + (R + jX_m)\underline{I}_d;\ \nu(t) = \omega_R(t)/\omega_1 \end{cases} \tag{6.178}$$

Cuplul electromagnetic se obține, conform rel. (6.158),

$$M_e(t) = \frac{2p}{\omega_1 R}\lambda U_Q^2 \sin\varphi(t) - \frac{p(1+\lambda^2)}{\omega_1 R}\cdot\nu(t)\cdot U_Q^2,\ \lambda = U_D/U_Q \tag{6.179}$$

Se poate obține mărimea raportată a cuplului, dacă se împarte această ecuație la $M_{pm} = 2pU_Q^2/(\omega_1 \cdot R)$, adică

$$m_e(t) = \lambda \cdot \sin[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_0] - \nu(t)(1 + \lambda^2)/2 \tag{6.180}$$

Așadar, cuplul relativ al *SAB* cuprinde un termen armonic de pulsație egală cu diferența dintre pulsațiile tensiunilor aplicate celor două înfășurări $\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$ și un termen dependent de viteza rotorului (frecare vîscoasă).

Sub acțiunea acestui cuplu rotorul va efectua mișcări oscilatorii, viteza variind aproximativ armonic cu timpul, amplitudinea vitezei depinzînd de cuplul rezistent pe arbore și de coeficientul de semnal.[35]

6.3. TAHOGENERATOARELE ASINCRONE

Tahogeneratoarele asincrone bifazate cu rotor neferomagnetic în formă de pahar au o largă răspîndire în automatizări datorită unor avantaje: frecvența semnalului de ieșire nu depinde de viteza tradusă, erorile de amplitudine și de fază sînt reduse, absența contactelor alunecătoare și a paraziților, inerție redusă, etc.

6.3.1. CONSTRUCȚIA TAHOGENERATOARELOR ASINCRONE, FUNCȚIONARE

Din punct de vedere al construcției, tahogeneratoarele asincrone bifazate (*TAB*) se aseamănă cu *SAB* cu rotor în formă de pahar (fig. 6.30).

În fig. 6.30.a este prezentat *TAB* cu înfășurări de excitație și de lucru (sarcină) plasate pe statorul exterior; cele două înfășurări identice sînt decalate spațial la un unghi de $\pi/2$ rad. Statorul interior realizează închiderea cîmpului magnetic. Între cele două statoare se află rotorul, sub formă de pahar, din material neferomagnetic: *Al*, aliaje de *Al*, bronz fosforos, etc. Paharul rotoric este solidar cu arborele care se cuplează mecanic cu elementul în rotație a cărui viteză trebuie măsurată.

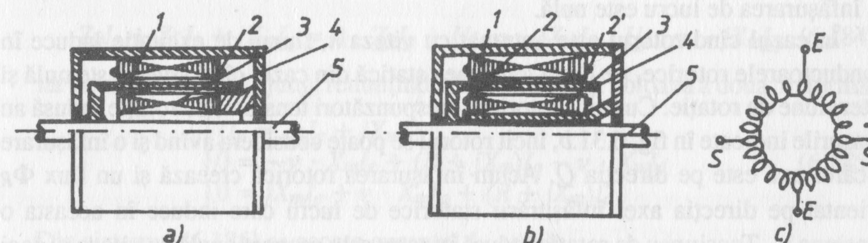


Fig. 6.30

1. miez stator exterior;
2, 2'. înfășurări statorice;
3. miez stator interior;
4. rotor neferomagnetic pahar;
5. arbore.

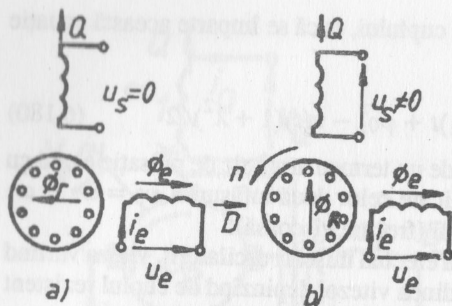


Fig. 6.31.

În fig. 6.30.*b* se prezintă o variantă de *TAB* la care pe statorul exterior se găseşte înfăşurarea monofazată de excitaţie, iar pe statorul interior înfăşurarea monofazată de lucru. Între aceste două statoare se găseşte rotorul sub formă de pahar. Cu ocazia montării se are în vedere ca statorul interior să ocupe o poziţie relativă faţă de statorul exterior în aşa fel încît cele două înfăşurări să fie cu axele perpendiculare.

La *TAB* de gabarite reduse se plasează pe statorul exterior o înfăşurare continuă (în inel); de la două puncte diametral opuse se scot bornele de alimentare a înfăşurării de excitaţie (*E-E*), iar de la alte două puncte, în cuadratură se scot bornele înfăşurării de sarcină (*S-S*), fig. 6.30.*c*.

Mai există şi varianta constructivă în care ambele înfăşurări sînt plasate pe statorul interior.

Întrucît aceste tahogeneratoare evaluează viteza de rotaţie a servomotoarelor utilizate în diverse acţionări, există şi execuţii la care TAB este în construcţie înglobată cu servomotorul a cărui viteză se traduce, arborele acestor două maşini fiind comun.

Pentru a analiza funcţionarea unui *TAB*, se consideră că rotorul prezintă conductoare introduse în crestături (colivie). În realitate paharul rotoric este echivalent cu un rotor avînd un număr infinit de bare scurtcircuitate. Se presupune că rotorul este imobil (fig. 6.31.*a*), iar înfăşurarea de excitaţie este alimentată de la frecvenţa f_1. Fluxul Φ_e este alternativ şi induce în spirele rotorice curenţi, analog la un transformator cu secundarul în scurtcircuit, care creează un flux rotoric de reacţie orientat pe direcţia axei orizontale, tinzînd să anuleze fluxul Φ_e.

Fluxul rotoric Φ_r are direcţia perpendiculară pe axa *Q*, deci tensiunea indusă în înfăşurarea de lucru este nulă.

În cazul cînd rotorul este antrenat cu viteza *n*, fluxul de excitaţie induce în conductoarele rotorice, pe lîngă tensiunea statică din cazul cînd viteza este nulă şi o tensiune de rotaţie. Curenţii rotorici corespunzători tensiunii de rotaţie indusă au sensurile indicate în fig. 6.31.*b*, încît rotorul se poate considera avînd şi o înfăşurare a cărei axă este pe direcţia *Q*. Acum înfăşurarea rotorică creează şi un flux Φ_R orientat pe direcţia axei înfăşurării statorice de lucru care induce în aceasta o tensiune u_s. Tensiunea de rotaţie indusă în rotor este proporţională cu viteza *n*, deci şi fluxul Φ_R, adică şi tensiunea indusă u_s are amplitudinea proporţională cu viteza de rotaţie. Frecvenţa tensiunii induse u_s este egală cu f_1, iar amplitudinea sa este proporţională cu viteza de rotaţie *n*. Frecvenţa de alimentare a *TAB* este de obicei 50 sau 400 Hz.

6.3.2. ECUAŢIILE DE FUNCŢIONARE A TAHOGENERATORULUI ASINCRON, CARACTERISTICI

Schema de principiu a unui *TAB* este prezentată în fig. 6.32. În serie cu înfăşurarea de lucru se consideră o impedanţă exterioară $\underline{Z}_L = R_L + jX_L$ la bornele căreia se obţine o tensiune u_L.

Ecuaţia circuitului transversal statoric este

$$u_s + u_L = u_Q = 0\,;\quad u_L = -u_s \tag{6.181}$$

Ecuaţiile maşinii se deduc din relaţia (6.6), în care se ţine seama că impedanţa circuitului transversal *Q* este:

$$\begin{aligned}\underline{Z}_1 + \underline{Z}_L &= R_1 + jX_1 + \underline{Z}_L = \\ &= R_1 + jX_{s1} + jX_m + \underline{Z}_L\end{aligned}, \tag{6.182}$$

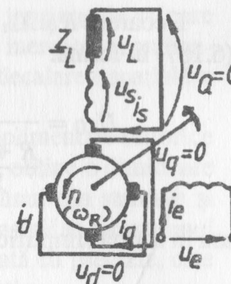


Fig. 6.32.

introducînd astfel reactanţa de scăpări a înfăşurării statorice, care nu mai poate fi neglijată. Se are în vedere faptul că *TAB* sînt, în general, maşinii de mică putere, la care inductanţa de scăpări este destul de mare, peste 10% din inductanţa utilă.

În ceea ce priveşte impedanţa echivalentă rotorică, rezistenţa este mai mare decît reactanţa utilă, încît reactanţa de scăpări poate fi neglijată.

Se obţine astfel ecuaţia matricială, în complex

$$\begin{vmatrix}\underline{U}_e\\0\\0\\0\end{vmatrix} = \begin{vmatrix}\underline{Z}_1 & 0 & 0 & jX_m\\ 0 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_L & jX_m & 0\\ -\nu\cdot X_m & jX_m & R + jX_m & -\nu\cdot X_m\\ jX_m & \nu\cdot X_m & \nu\cdot X_m & R + jX_m\end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix}\underline{I}_e\\ \underline{I}_s\\ \underline{I}_q\\ \underline{I}_d\end{vmatrix} \tag{6.183}$$

unde $\nu = n/n_1$ este viteza relativă a rotorului.

În cazul particular, cînd impedanţa exterioară este mare $\underline{I}_s \approx 0$ (tahogeneratorul funcţionează, în general, în regim de sarcini reduse, apropiate de mersul în gol), ecuaţia a doua din (6.183) devine

$$\underline{Z}_1\underline{I}_s + \underline{Z}_L\underline{I}_s + jX_m\underline{I}_q = 0\,,\ \underline{Z}_1\underline{I}_s + \underline{U}_L = -jX_m\underline{I}_q\,,\ \underline{U}_{L0} \approx -jX_m\underline{I}_q, \tag{6.184}$$

iar ecuaţiile (6.183) ajung, renunţînd la linia a doua şi coloana a doua, în forma:

$$\begin{cases}\underline{U}_e = \underline{Z}_1\underline{I}_e + jX_m\underline{I}_d\\ 0 = -\nu\cdot X_m\underline{I}_e + (R + jX_m)\underline{I}_q - \nu\cdot X_m\underline{I}_d\\ 0 = jX_m\underline{I}_e + \nu\cdot X_m\underline{I}_q + (R + jX_m)\underline{I}_d\end{cases} \tag{6.185}$$

Din sistemul (6.185) se scoate curentul $\underline{I}_q$, adică

$$\underline{I}_q = \frac{D_q}{D} = \frac{\nu\cdot X_m R\underline{U}_e}{\underline{Z}_1(R + jX_m)^2 + X_m^2(R + jX_m) + \nu^2\cdot X_m^2(\underline{Z}_1 - jX_m)} \tag{6.186}$$

Dacă se ţine seama de faptul că $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{s1} + jX_m = \underline{Z}_{s1} + jX_m$ se obţine din (6.184), tensiunea de mers în gol pe sarcină:

$$\underline{U}_{Lo} = \frac{-j\underline{U}_e X_m^2 R \cdot \nu}{jRX_m(R + jX_m) + \underline{Z}_{s1}(R + jX_m)^2 + \nu^2 \cdot X_m^2 \underline{Z}_{s1}} \qquad (6.187)$$

Deoarece R şi X_m sînt mari comparativ cu R_1 şi $jX_{s1}(\underline{Z}_{s1})$, se poate scrie expresia (6.187) în forma:

$$\underline{U}_{L0} = \frac{\underline{U}_e \nu}{\frac{R + jX_m}{X_m} + \frac{X_{s1} - jR_1}{R}\left(\frac{R + jX_m}{X_m}\right)^2 + \frac{X_{s1} - jR_1}{R} \cdot \nu^2} \qquad (6.188)$$

sau în formă simplificată:

$$\underline{U}_{L0} = \frac{\underline{U}_e \cdot \nu}{\underline{a} + \underline{b} \cdot \nu^2} \qquad (6.189)$$

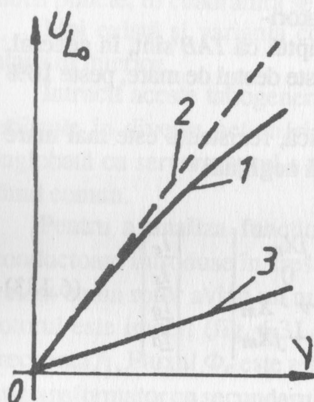


Fig. 6.33.

Rezultă că, chiar la mersul în gol, dependenţa $U_{L0} = f(\nu)$ nu este o dreaptă, această caracteristică prezentînd o curbare mai pronunţată la viteze mari (fig. 6.32, curba 1). Faţă de un tahogenerator ideal (curba 2) *TAB* prezintă o eroare de liniaritate, cu atît mai mare cu cît viteza relativă ν este mai mare.

De aceea este indicat ca aceste tahogeneratoare să lucreze la viteze mult mai mici decît viteza de sincronism, de obicei în limitele 10 — 20%. Se justifică astfel utilizarea frecvenţelor ridicate pentru alimentarea înfăşurării de excitaţie (400 Hz). Eroarea de liniaritate este cu atît mai mică cu cît rezistenţa statorului şi reactanţa de scăpări statorică este mai mică. Liniaritatea acceptabilă a caracteristicii $U_{L0} = f(\nu)$ se obţine prin creşterea rezistenţei echivalente a rotorului, cînd termenul $\underline{a}$ de la numitor creşte, iar $\underline{b}$ scade; în schimb creşterea numitorului în expresia (6.189) micşorează valoarea tensiunii induse (surba 3 din fig. 6.33).

Din acest motiv se construiesc rotoare din materiale cu rezistivitate mărită, bronz fosforos sau aliaje din aluminiu, dar care să prezinte o rezistenţă mecanică ridicată, întrucît grosimea paharului trebuie luată cît mai mică.

La funcţionarea tahogeneratorului în sarcină apare o variaţie a tensiunii dependentă de sarcină conform relaţiei (6.184)

$$\underline{U}_L = \underline{U}_{L0} - \underline{Z}_1 \underline{I}_s, \qquad (6.190)$$

adică pentru o anumită viteză, tensiunea $\underline{U}_L$ diferă faţă de $\underline{U}_{L0}$, această diferenţă depinzînd de caracterul sarcinii (de $\underline{I}_s$ ca modul şi ca defazaj). Printr-o adaptare corespunzătoare a sarcinii este posibilă chiar liniarizarea caracteristicii, soluţie

valabilă în cazul sarcinilor activ- capacitive. Practic se recurge la utilizarea unor condensatoare conectate în paralel cu sarcina cu rolul de compensare a erorilor.

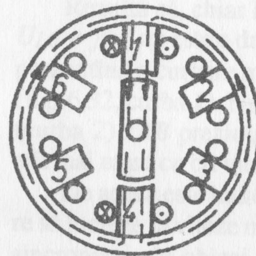
O altă eroare întîlnită la *TAB* este cea datorită „tensiunii riziduale", adică chiar la viteză nulă a rotorului, în înfăşurarea de sarcină se induce o tensiune de valoare redusă. Acest fapt se datoreşte unor imperfecţiuni constructive inerente; nerealizarea concentricităţii celor două statoare, interior şi exterior, decalarea spaţială a înfăşurărilor la un unghi diferit de 90^o, etc.

În scopul micşorării acestor erori se utilizează înfăşurări suplimentare statorice de compensare, alimentate de la reţeaua de excitaţie. Se poate obţine o diminuare a acestor erori la construcţiile cu înfaşurări de excitaţie pe unul din statoare şi înfăşurare de lucru pe celălalt stator, dacă cu ocazia montării maşinii se roteşte unul din statoare în poziţia pentru care tensiunea reziduală, măsurată cu precizie, este minimă, poziţie în care se realizează blocarea statorului respectiv.

Erorile de temperatură care apar se pot compensa dacă se folosesc rezistenţe neliniare cu caracteristici adecvate, în general cu coeficient de temperatură negativ.

CAPITOLUL 7

MAŞINI ELECTRICE SPECIALE SINCRONE



7.1. ECUAŢIILE GENERALE ALE MAŞINILOR SINCRONE

7.1.1. MAŞINA SINCRONĂ CU POLI ÎNECAŢI

Ecuaţiile maşinilor sincrone, valabile atît pentru regimurile staţionare de funcţionare cît şi pentru regimurile tranzitorii, se deduc din ecuaţiile maşinilor electrice generalizate prezentate în cap.2, rel. (2.85).

O schemă electrică mai completă a maşinii sincrone cuprinde: o înfăşurare trifazată simetrică, plasată în crestăturile uniform distribuite de pe periferia rotorului (fără poli aparenţi), o înfăşurare de excitaţie e, plasată în jurul polilor statorici, avînd axa pe direcţia D — longitudinală a maşinii, o înfăşurare de amortizare, în scurtcircuit, D, plasată în axa D statorică, o înfăşurare de amortizare, de asemenea, în scurtcircuit, Q, plasată în axa Q statorică (fig. 7.1.*a*).

Se vor utiliza următoarele notaţii: inductanţa pe fază a înfăşurării trifazate rotorice, L_2; rezistenţa pe fază a aceleiaşi înfăşurări, R_2; inductanţa mutuală între două faze rotorice, M_2; inductanţa înfăşurării statorice D sau Q, L_1; rezistenţa înfăşurării statorice D sau Q, R_1; inductanţa mutuală maximă dintre o înfăşurare statorică D sau Q şi o înfăşurare rotorică A, B, sau C, M; inductanţa înfăşurării de excitaţie e, L_e; rezistenţa înfăşurării de excitaţie R_e; inductanţa mutuală maximă dintre înfăşurarea de excitaţie e şi o fază rotorică, M_e; inductanţa mutuală dintre înfăşurarea de excitaţie e şi înfăşurarea D, M_{eD} (evident, $M_{eQ} = 0$, $M_{DQ} = 0$, întrucît sînt situate în cuadratură).

După cum se vede, în fig. 7.1.*a* s-a reperezentat, de fapt, o maşină sincronă de construcţie inversată. La construcţia directă înfăşurarea rotorică, mobilă, este plasată pe rotorul anizotrop.

Teoria generală expusă în cap. 2 s-a referit la o maşină generalizată cu poli aparenţi pe stator, ecuaţiile deduse ţinînd seama de acest fapt şi fiind direct

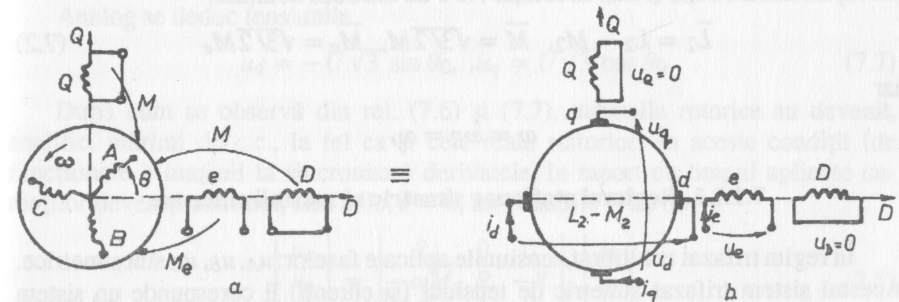


Fig. 7.1.

aplicabile în studiul maşinii de c.c., asincrone, precum şi al maşinii sincrone în construcţie inversată. Din punct de vedere fenomenologic această situaţie nu înseamnă totuşi o inconsecvenţă, lucrurile se pot interpreta şi astfel: considerăm analiza într-un sistem de referinţă rotitor, fixat de rotorul pe care se găseşte înfăşurarea trifazată, iar înfăşurările statorice vor deveni rotitoare, dar în sens contrar celui prezentat pe figură. Ecuaţiile rămîn în principiu aceleaşi, dar se modifică unele notaţii şi semne.

Înfăşurarea trifazată rotorică se va înlocui cu una bifazată, în cele două axe α şi β (§ 2.1.3). Înductanţele bobinelor α şi β ale înfăşurării bifazate echivalente sînt $L_2 - M_2$ (§2.1.3.2). Deoarece bobinele statorului se păstrează, iar numărul de spire pe fază pentru sistemul bifazat rotoric este de $\sqrt{3/2}$ ori mai mare decît al unei faze a rotorului real trifazat (rel.2.31), rezultă că maximul inductanţei mutuale dintre înfăşurările D sau Q şi fiecare din cele două înfăşurări rotorice echivalente este $\sqrt{3/2}M$. De asemenea, inductanţa mutuală maximă între înfăşurarea e şi fiecare înfăşurare rotorică este $\sqrt{3/2}M_e$.

Rotorului bifazat, obţinut acum, *i* se poate aplica transformarea tip comutator, fiind înlocuit cu două înfăşurări conectate la perechile de perii plasate în cele două axe, fig. 7.1.*b*, inductanţele care intervin devenind constante (§ 2.1.4). Chiar şi inductanţele mutuale stator-rotor sînt acum independente de poziţia rotorului.

Considerînd înfăşurarea rotorică fără nul accesibil, se poate renunţa la componentele homopolare ($i_0 = 0$), iar ecuaţia maşinii sincrone se scrie în forma (2.85), la care mai intervine o linie şi o coloană corespunzătoare înfăşurării de excitaţie (indice e), rel. 7.1.

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e + L_e s & M_{eD}s & 0 & 0 & \overline{M}_e \cdot s \\ M_{De}s & R_1 + L_1 s & 0 & 0 & \overline{M}s \\ 0 & 0 & R_1 + L_1 s & \overline{M}s & 0 \\ -\overline{M}_e\omega & -\overline{M}\omega & \overline{M}s & R_2 + \overline{L}_2 s & -\overline{L}_2\omega \\ \overline{M}_e s & \overline{M}s & \overline{M}\omega & \overline{L}_2\omega & R_2 + \overline{L}_2 s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \quad (7.1)$$

Prima coloană din matricea impedanţelor se adaugă prin analogie cu prima coloană din aceeaşi matrice dată de relaţia (2.85), ţinîndu-se seama de cuplajele corespunzătoare M_{De} şi M_e. În relaţia 7.1 s-au introdus notaţiile:

$$\overline{L}_2 = L_2 - M_2, \quad \overline{M} = \sqrt{3/2}M, \quad \overline{M}_e = \sqrt{3/2}M_e \quad (7.2)$$

iar

$$\omega = \omega_R = \omega_r .$$

7.1.1.1. Regimul staţionar simetric al maşinii sincrone

În regim trifazat echilibrat, tensiunile aplicate fazelor: u_A, u_B, u_C sînt simetrice. Acestui sistem trifazat simetric de tensiuni (şi curenţi) îi corespunde un sistem bifazat simetric de tensiuni u_α, u_β (respectiv curenţi), iar prin transformarea tip comutator îi corespunde un sistem simetric de tensiuni u_d şi u_q, care, după cum se

va vedea, sînt constante (au expresii similare cu mărimile din c.c). Tensiunile u_d, u_q şi u_e sînt continue, iar tensiunile la bornele înfăşurărilor D şi Q sînt nule.

Dacă se presupun

$$u_A = U\sqrt{2}\sin\omega t \text{ şi } i_A = I\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi)$$

expresiile mărimilor din faza *A*, atunci mărimile corespunzătoare din celelalte faze vor fi exprimate imediat, intervenind unghiurile de defazaj de $2\pi/3$ respectiv $4\pi/3$ rad.

Aplicînd transformarea de faze (§ 2.1.3.1), se obţin:

$$\begin{cases} u_\alpha = U\sqrt{3}\sin\omega t, & u_\beta = -U\sqrt{3}\cos\omega t \\ i_\alpha - I\sqrt{3}\sin(\omega t - \varphi), & i_\beta = -I\sqrt{3}\cos(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (7.3)$$

Folosind transformarea tip comutator (2.42), se deduc

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I\sqrt{3}\sin(\omega t - \varphi) \\ -I\sqrt{3}\cos(\omega t - \varphi) \end{vmatrix},$$

$$\begin{aligned} i_d &= I\sqrt{3}\left[\cos\theta\sin(\omega t - \varphi) - \sin\theta\cos(\omega t - \varphi)\right] = \\ &= -I\sqrt{3}\sin(\theta - \omega t + \varphi) , \\ i_q &= I\sqrt{3}\left[\sin\theta\sin(\omega t - \varphi) + \cos\theta\cos(\omega t - \varphi)\right] = \\ &= I\sqrt{3}\cos(\theta - \omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (7.4)$$

unde θ este unghiul de poziţie dintre axa fazei *A* sau α, luat în avans în raport cu axa *D*, fixă. Unghiul θ este dat de

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (7.5)$$

unde θ_0 este unghiul de poziţie iniţială a fazei respective, adică unghiul dintre axa fazei *A*, la care tensiunea aplicată trece prin zero şi axa *D* statorică.

Înlocuind (7.5) în (7.4), obţinem

$$i_d = -I\sqrt{3}\sin(\theta_0 + \varphi), \quad i_q = I\sqrt{3}\cos(\theta_0 + \varphi) \quad (7.6)$$

Analog se deduc tensiunile

$$u_d = -U\sqrt{3}\sin\theta_0, \quad u_q = U\sqrt{3}\cos\theta_0 \quad (7.7)$$

După cum se observă din rel. (7.6) şi (7.7), mărimile rotorice au devenit, analitic, mărimi de c.c., la fel ca şi cele reale statorice. În aceste condiţii (de funcţionare a maşinii la sincronism) derivatele, în raport cu timpul aplicate curenţilor deveniţi continui, sînt nule, $s = 0$, iar ecuaţiile (7.1) devin

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -\omega\overline{M}_e & R & -X \\ 0 & X & R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_e \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \quad (7.8)$$

Liniile a doua şi a treia, precum şi coloanele respective din ec. (7.1) au toate elementele nule.

S-au folosit notațiile

$$X = \omega \overline{L}_2, \quad R = R_2 \tag{7.9}$$

care reprezintă reactanța sincronă a mașinii, respectiv rezistența pe fază a mașinii.

Introducînd (7.6) și (7.7) în (7.8), se obțin relațiile

$$\begin{vmatrix} u_e \\ U\sqrt{3}\cos\theta_0 \\ -U\sqrt{3}\sin\theta_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -\omega \overline{M}_e & R & -X \\ 0 & X & R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_e \\ I\sqrt{3}\cos(\theta_0+\varphi) \\ -I\sqrt{3}\sin(\theta_0+\varphi) \end{vmatrix} \tag{7.10}$$

Împărțind ultimele două ecuații din (7.10) prin $\sqrt{3}$ și scriind detaliat aceste ecuații, se ajunge la

$$\begin{cases} u_e = R_e i_e \\ U\cos\theta_0 = -\dfrac{\omega \overline{M}_e}{\sqrt{3}} i_e + RI\cos(\theta_0+\varphi) + XI\sin(\theta_0+\varphi) \\ U\sin\theta_0 = -XI\cos(\theta_0+\varphi) + RI\sin(\theta_0+\varphi) \end{cases} \tag{7.11}$$

Introducînd $\overline{M}_e = \sqrt{\dfrac{3}{2}} M_e = \dfrac{\sqrt{3}\,\Psi_e}{\sqrt{2}\,i_e} = \dfrac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \dfrac{(k_b N_1)\Phi_e}{i_e}$, unde $k_b N_1$ este numărul efectiv de spire pe fază (notat în teoria generală — cap. 2, prin W_1), rezultă notația

$$E_{f0} = -\frac{\omega (k_b N_1)\Phi_e}{\sqrt{2}} = -\frac{\omega \overline{M}_e}{\sqrt{3}} i_e, \tag{7.12}$$

numită tensiune indusă efectivă pe fază t.e.f., la mersul în gol.

Așadar, se obțin relațiile:

$$\begin{cases} U\cos\theta_0 = E_{f0} + RI\cos(\theta_0+\varphi) + XI\sin(\theta_0+\varphi) \\ U\sin\theta_0 = -XI\cos(\theta_0+\varphi) + RI\sin(\theta_0+\varphi) \end{cases} \tag{7.13}$$

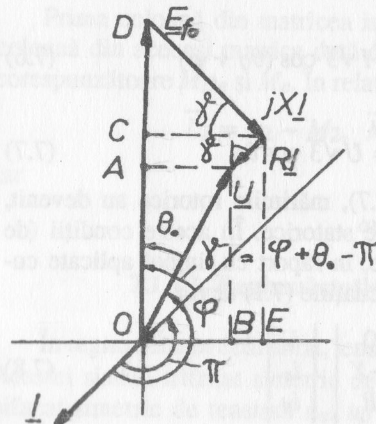


Fig. 7.2.

Aceste relații sînt ecuațiile de proiecții ale tensiunilor pe două axe rectangulare din plan. Se va justifica în cele ce urmează faptul că mărimile care intervin în ecuațiile (7.13) îndeplinesc exact condițiile de reprezentare în plan, întîlnite la diagramele în complex a tensiunilor la mașina sincronă, în care $X_s = X_\sigma + X_a$ se notează cu X, unghiul θ' este θ_0, iar $I_a = I$; întrucît unghiul φ este apropiat de π rad., rezultă că $\varphi + \theta_0 \in (\pi/2, 3\pi/2)$, iar $\gamma = \varphi + \theta_0 - \pi \in (-\pi/2, \pi/2)$, deci $\cos(\theta_0+\varphi) = -\cos(\theta_0+\varphi-\pi) = -\cos\gamma$ și $\sin(\theta_0+\varphi) = -\sin(\theta_0+\varphi-\pi) = -\sin\gamma$.

Diagrama tensiunilor cu aceste notații se prezintă în fig. 7.2. Ecuațiile (7.13) se pot scrie:

$$\begin{cases} U\cos\theta_0 = E_{f0} - RI\cos\gamma - XI\sin\gamma \\ U\sin\theta_0 = XI\cos\gamma - RI\sin\gamma \end{cases} \tag{7.13'}$$

Pentru segmentele prezentate în fig. 7.2, făcînd proiecțiile pe cele două axe, se obțin relațiile geometrice

$$\begin{cases} |OA| = |OD| - |DC| - |CA| \\ |OB| = |OE| - |BE| \end{cases} \tag{7.14}$$

iar $|OA| = U\cos\theta_0$, $|OD| = E_{f0}$, $|DC| = XI\sin\gamma$, $|AC| = RI\cos\gamma$, $|OB| = U\sin\theta_0$, $|OE| = XI\cos\gamma$, $|BE| = RI\sin\gamma$.

Dacă se înmulțește prima ecuație din (7.13) cu $\cos\theta_0$, a doua cu $\sin\theta_0$ și se adună membru cu membru, se obține următoarea ecuație

$$U = E_{f0}\cos\theta_0 + RI\cos\varphi + XI\sin\varphi, \text{ dar } \sin\varphi = \cos(\pi/2 - \varphi) \tag{7.15}$$

Dacă se înmulțește prima ecuație din (7.13) cu $\sin\theta_0$, a doua cu $\cos\theta_0$ și se scad, se mai obține o ecuație:

$$0 = E_{f0}\sin\theta_0 + RI\sin(-\varphi) + XI\cos\varphi, \text{ dar } \cos\varphi = \sin(\pi/2 - \varphi) \tag{7.16}$$

Adunînd ecuația (7.15) cu ecuația (7.16) amplificată cu unitatea complexă j și ținînd seama de relația $\cos\alpha + j\sin\alpha = e^{j\alpha}$, rezultă

$$Ue^{j0} = E_{f0}e^{j\theta_0} + RIe^{-j\varphi} + XIe^{j\pi/2}\cdot e^{-j\varphi}, \text{ dar } e^{j\pi/2} = j, \tag{7.17}$$

adică:

$$\underline{U} = \underline{E}_{f0} + R\underline{I} + jX\underline{I}, \tag{7.18}$$

unde s-au introdus mărimile complexe

$$\underline{U} = Ue^{j0} \text{ (origine de fază)}, \ \underline{E}_{f0} = E_{f0}e^{j\theta_0}, \ \underline{I} = Ie^{-j\varphi} \tag{7.19}$$

Ecuația (7.18) între mărimile complexe ale mașinii sincrone se poate deduce, deci, și din relațiile (7.13), obținute la mașina generalizată.

Se mai face precizarea: prin folosirea transformării de faze și a transformării tip comutator, mărimilor sinusoidale de pulsație ω (egală cu viteza unghiulară de sincronism) le corespund mărimi de frecvență nulă, ca în curent continuu și care se pot reprezenta în plan, prin vectori, sau prin mărimi complexe, păstrîndu-se o corespondență biunivocă cu mărimile sinusoidale originale reprezentate în complex simplificat după regulile cunoscute.

7.1.1.2. Expresia cuplului

Cuplul maşinii sincrone este dat de expresia generală (2.121), adică valoarea sa instantanee este

$$m_e = [I]_t \cdot [G] \cdot [I] = | i_e \, i_D \, i_Q \, i_q \, i_d | \cdot \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\overline{M}_e & -\overline{M} & 0 & 0 & -\overline{L}_2 \\ 0 & 0 & \overline{M} & \overline{L}_2 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} =$$

$$= | i_e \, i_D \, i_Q \, i_q \, i_d | \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\overline{M}_e i_e - \overline{M} i_D - \overline{L}_2 i_d \\ \overline{M} i_Q + \overline{L}_2 i_q \end{vmatrix} = i_q(-\overline{M}_e i_e - \overline{M} i_D - \overline{L}_2 i_d) + \tag{7.20}$$

$$+ i_d(\overline{M} i_Q + \overline{L}_2 i_q) = -i_q i_e \overline{M}_e + \overline{M}(i_d i_Q - i_q i_D)$$

În regim sincron staţionar, deoarece $i_D = i_Q = 0$, rezultă

$$m_e = -i_q i_e \overline{M}_e \tag{7.21}$$

Dacă se ţine seama de (7.12) şi (7.6), se obţine valoarea medie

$$M_e = I\sqrt{3} \cos(\theta_0 + \varphi) \frac{E_{f0}\sqrt{3}}{\omega} = \frac{3E_{f0}I}{\omega} \cos(\theta_0 + \varphi) \tag{7.22}$$

identică cu relaţia cunoscută de la maşina sincronă.

În cazul cînd maşina lucrează ca generator, $\varphi \in (\pi/2\,, 3\pi/2)$, rezultă un cuplu negativ

$$M_e = -\frac{3E_{f0}I}{\omega} \cos(\theta_0 + \varphi - \pi) = -\frac{3E_{f0}I}{\omega} \cos\gamma;\ \gamma \in (-\pi/2\,, \pi/2) \tag{7.23}$$

Cuplul mecanic va rezulta pozitiv, din condiţia de echilibru, $M_e + M_m = 0$

Din diagrama din fig. 7.2 se obţine:

$$E_{f0} \cos(\varphi + \theta_0 - \pi) = U \cos(\varphi - \pi) + RI, \tag{7.24}$$

iar puterea mecanică $P_m = M_m\omega$ este

$$P_m = 3[UI \cos(\varphi - \pi) + RI^2], \tag{7.25}$$

adică puterea mecanică, pozitivă, este egală cu puterea furnizată de generator, la care se adaugă pierderile prin efect electrocaloric în înfăşurarea indusă.

7.1.2. MAŞINA SINCRONĂ CU POLI APARENŢI

Axa D prezintă reluctanţă minimă, iar Q reluctanţă maximă. Inductanţele proprii ale înfăşurărilor în rotaţie, inductanţele mutuale dintre ele precum şi inductanţele dintre aceleaşi înfăşurări şi cele statorice, fixe, sînt dependente de unghiul de rotaţie, deci şi de timp.

Prin aplicarea transformărilor de faze şi de tip comutator înfăşurărilor rotorului, la fel ca la maşina cu poli înecaţi, situaţia se simplifică, întrucît înfăşurările prezintă valori constante ale inductanţelor (§ 2.2.2.1). Se folosesc notaţiile: inductanţele înfăşurărilor trifazate rotorice pe axele d şi q L_d respectiv L_q; rezistenţa înfăşurărilor rotorice pe fază, R; inductanţele proprii, respectiv rezistenţele înfăşurărilor statorice: L_D, L_Q şi L_e, R_D, R_Q, R_e; inductanţa mutuală între înfăşurarea D şi o fază rotorică M_D; inductanţa mutuală între înfăşurarea Q şi o fază rotorică, M_Q; inductanţa mutuală dintre înfăşurarea e şi o fază rotorică, M_e; inductanţa mutuală dintre înfăşurarea e şi înfăşurarea coaxială D, M_{eD}.

Ecuaţia de tensiuni pentru maşina sincronă, după aplicarea transformării de faze şi de tip comutator (2.85) devine

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e + L_e s & M_{eD} s & 0 & 0 & M_e s \\ M_{eD} s & R_D + L_D s & 0 & 0 & M_D s \\ 0 & 0 & R_Q + L_Q s & M_Q & 0 \\ -M_e\omega & -M_D\omega & M_Q s & R + L_q s & -L_d\omega \\ M_e s & M_D s & M_Q\omega & L_q\omega & R + L_d s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \tag{7.26}$$

Pentru simplificarea scrierii, în relaţiile (7.26) s-a renunţat la semnul — bară — plasat deasupra inductanţelor, semnificaţiile acestor inductanţe rămînînd aceleaşi cu cele date de (7.1) şi (7.2).

7.1.2.1. Regimul staţionar simetric

Urmînd acelaşi procedeu ca şi în § 7.1.1.1., se obţin ecuaţiile maşinii sincrone cu poli aparenţi în regim staţionar

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_e \\ U\sqrt{3}\cos\theta_0 \\ -U\sqrt{3}\sin\theta_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -\omega M_e & R & -\omega L_d \\ 0 & \omega L_q & R \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_e \\ I\sqrt{3}\cos(\theta_0+\varphi) \\ -I\sqrt{3}\sin(\theta_0+\varphi) \end{vmatrix} \tag{7.27}$$

Cu notaţia $E_{f0} = -\omega M_e I_e/\sqrt{3}$, ultimele două ecuaţii din (7.27) se scriu, dacă $\omega L_d = X_d$ şi $\omega L_q = X_q$,

$$\begin{cases} U\cos\theta_0 = E_{f0} + RI\cos(\theta_0 + \varphi) + X_d I \sin(\theta_0 + \varphi) \\ U\sin\theta_0 = -X_q I\cos(\theta_0 + \varphi) + RI\sin(\theta_0 + \varphi) \end{cases} \tag{7.28}$$

Se înmulţeşte a doua ecuaţie cu j, se scade din prima, după care se trece la forma exponenţială a numerelor complexe, obţinîndu-se,

$$Ue^{-j\theta_0} = E_{f0}e^{j0} + RIe^{-j(\theta_0+\varphi)} + jX_d[-jI\sin(\theta_0 + \varphi)] + \tag{7,29}$$

$$+ jX_q I\cos(\theta_0 + \varphi)$$

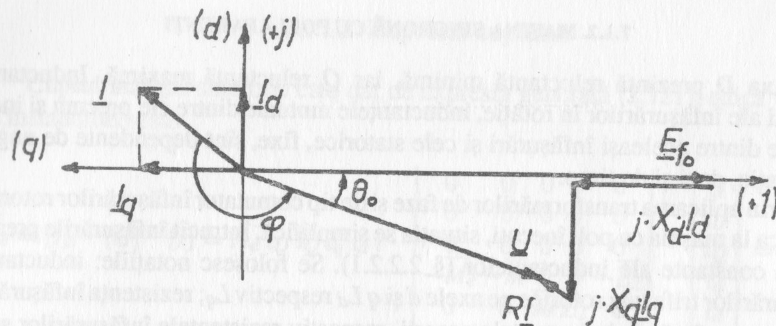


Fig. 7.3.

Ecuația (7.29) se poate reprezenta în planul complex (fig. 7.3), luînd ca origine de fază tensiunea indusă $\underline{E}_{f0}$, celelalte mărimi rezultînd astfel:

$$\underline{U} = Ue^{-j\theta_0}, \quad \underline{I} = Ie^{-j(\theta_0 + \varphi)}$$

(întrucît s-a considerat regimul de generator, $\varphi \approx \pi$). Dar, descompunînd curentul $\underline{I}$ pe cele două axe d și q, obținem $\underline{I} = \underline{I}_q + \underline{I}_d$. Pe de altă parte: $\underline{I} = I\cos(\varphi + \theta_0) - jI\sin(\varphi + \theta_0)$, de unde rezultă:

$$\underline{I}_q = I\cos(\varphi + \theta_0)\ ; \ \underline{I}_d = -jI\sin(\varphi + \theta_0) \qquad (7.30)$$

Ecuația (7.29) se aduce acum la forma

$$\underline{U} = \underline{E}_{f0} + R\underline{I} + jX_d\underline{I}_d + jX_q\underline{I}_q. \qquad (7.31)$$

7.1.2.2. Expresia cuplului

Cuplul electromagnetic se obține din relația:

$$m_e = [I]_t\,[G]\,[I] = |\,i_e\ i_D\ i_Q\ i_q\ i_d\,| \times \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_e & -M_D & 0 & 0 & -L_d \\ 0 & 0 & M_Q & L_q & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} =$$

$$= |\,i_e\ i_D\ i_Q\ i_q\ i_d\,| \times \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -M_e i_e - M_D i_D - L_d i_d \\ M_Q i_Q + L_q i_q \end{vmatrix} = i_q(-M_e i_e - M_D i_D - L_d i_d) + \qquad (7.32)$$

$$+\, i_d(M_Q i_Q + L_q i_q) = -M_e i_e i_q - M_D i_q i_D + M_Q i_d i_Q + i_d i_q (L_q - L_d)$$

În regim staționar de funcționare la sincronism, $i_D = i_Q = 0$, rezultă valoarea cuplului

$$m_e = -M_e i_e i_q - i_d i_q (L_d - L_q), \qquad (7.33)$$

adică o sumă dintre cuplul datorat excitației (de excitație) și cuplul datorat diferenței inductanțelor din cele două axe (de reluctanță).

7.1.3. REGIMURI TRANZITORII ALE MAȘINII SINCRONE

Ca exemplu de regim tranzitoriu, întîlnit frecvent în practică, se consideră scurtcircuitul brusc al generatorului sincron. Se presupune că mașina sincronă lucrează în gol, iar la momentul $t = 0$ se aplică un scurtcircuit brusc trifazat la bornele mașinii. Interesează variația în acest regim a curentului de sarcină precum și a curentului de excitație. Se va admite principiul suprapunerii efectelor, încît tensiunile și curenții se vor determina ca sume dintre valorile inițiale și cele variabile rezultate din scurtcircuit. De exemplu

$$i'_e = i_{e0} + i_e, \qquad (7.34)$$

unde i'_e este curentul de excitație după aplicarea scurtcircuitului, i_{e0} este curentul respectiv în momentul inițial, iar i_e este curentul variabil datorat scurtcircuitului. Expresii similare se utilizează pentru toți curenții și tensiunile.

Ecuațiile de tensiuni ale mașinii sînt (7.26), care, în regim staționar, devin:

$$\begin{vmatrix} U_e \\ U_q \\ U_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -M_e\omega & R & -X_d \\ 0 & X_q & R \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_e \\ I_q \\ -I_d \end{vmatrix} \qquad (7.35)$$

unde:

$$I_d = -I\sqrt{3}\sin(\theta_0 + \varphi), \quad I_q = I\sqrt{3}\cos(\theta_0 + \varphi) \qquad (7.36)$$

Se pot obține condițiile din momentul aplicării scurtcircuitului ($I = 0$) astfel:

$$i_{d0} = i_{q0} = 0\,,\ U_{e0} = R_e I_{e0}\,,\ u_{d0} = 0\,,\ u_{q0} = -\omega M_e I_{e0} \qquad (7.37)$$

După momentul scurtcircuitului, întrucît toate tensiunile fazelor devin nule, rezultă că u_d și u_q devin nule, deci și

$$u'_d = 0\,,\ u'_q = 0 \qquad (7.38)$$

Condiția (7.38) este echivalentă cu aplicarea, în momentul scurtcircuitului, înfășurării q a unei tensiuni $u_q = -u_{q0}$, adică,

$$u'_q = 0 = u_{q0} + u_q = u_{q0} - u_{q0} \qquad (7.39)$$

Tensiunea aplicată înfășurării de excitație nu se modifică, adică

$$u_e = 0. \qquad (7.40)$$

Expresiile analitice ale mărimilor care intervin se pot determina rezolvînd sistemul (7.26), dar prezența matricii de 5 × 5 elemente conduce la unele dificultăți. Dacă mașina nu posedă înfășurări de amortizare, matricea operațională devine o

matrice de 3 × 3 elemente şi în cazuri concrete, cînd se cunosc parametrii maşinii, problema se rezolvă direct prin calculul matricii inverse.

Este posibilă o simplificare a problemei, dacă se utilizează o serie de aproximări prealabile, după cum urmează:

Tensiunile u_d şi u_q, date de ecuaţia (7.26), se exprimă astfel:

$$\begin{cases} u_d = s\Psi_d + \omega \cdot \Psi_q + Ri_d \\ u_q = s\Psi_q - \omega \cdot \Psi_d + Ri_q' \end{cases} \tag{7.41}$$

unde Ψ_d şi Ψ_q sînt fluxurile totale pe axele d şi q, adică

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + M_e i_e + M_D i_D \\ \Psi_q = L_q i_q + M_Q i_Q \end{cases} \tag{7.42}$$

sau sub forma matricială

$$\begin{vmatrix} \Psi_d \\ u_e \\ u_D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_d & M_e & M_D \\ M_e s & R_e + L_e s & M_{eD} s \\ M_D s & M_{eD} s & R_D + L_D s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_d \\ i_e \\ i_D \end{vmatrix} \tag{7.43}$$

respectiv

$$\begin{vmatrix} \Psi_q \\ u_Q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_q & M_Q \\ M_Q s & R_Q + L_Q s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_q \\ i_Q \end{vmatrix} \tag{7.44}$$

Prin inversarea acestor matrici şi ţinînd seama că $u_e = u_D = u_Q = 0$, se obţin curenţii:

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_e \\ i_D \end{vmatrix} = \frac{1}{D} \cdot \begin{vmatrix} D_1 & * & * \\ D_2 & * & * \\ D_3 & * & * \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Psi_d \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} \tag{7.45}$$

respectiv

$$\begin{vmatrix} i_q \\ i_Q \end{vmatrix} = \frac{1}{D} \cdot \begin{vmatrix} R_Q + L_Q s & * \\ -M_Q s & * \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Psi_q \\ 0 \end{vmatrix} \tag{7.46}$$

unde

$$\begin{aligned} D &= (2M_D M_e M_{eD} + L_d L_D L_e - M_D^2 L_e - M_{eD}^2 L_d - L_D M_e^2)s^2 + \\ &\quad + (L_d L_D R_e + L_d L_e R_D - R_D M_e^2 - M_D^2 R_e)s + L_d R_e R_D, \\ D_1 &= (L_e L_D - M_{eD}^2)s^2 + (L_e R_D + R_e L_D)s + R_e R_D \\ D_2 &= (M_D M_{eD} - M_e L_D)s^2 - R_D M_e s \\ D_3 &= (M_e M_{eD} - L_e M_D)s^2 - R_e M_D s \\ D' &= (L_q L_Q - M_Q^2)s + L_q R_Q \end{aligned} \tag{7.47}$$

Termenii notaţi cu „*" în ecuaţiile (7.45) şi (7.46) nu interesează, întrucît se înmulţesc cu 0, rezultatul fiind nul.

Aşadar, se pot obţine curenţii în forma

$$i_d = \Psi_d D_1 / D \text{ şi } i_q = \Psi_q (R_Q + L_Q s)/ D' \tag{7.48}$$

sau

$$\Psi_d = i_d D/ D_1 = \underline{L}_d i_d, \quad \Psi_q = i_q D'/ (R_Q + L_Q s) = \underline{L}_q i_q, \tag{7.49}$$

unde inductanţele operaţionale $\underline{L}_d$ şi $\underline{L}_q$ au expresiile:

$$\underline{L}_d = \frac{k_d(s + \alpha_1)(s + \alpha_2)}{(s + \alpha_3)(s + \alpha_4)}; \; \underline{L}_q = \frac{k_q(s + \alpha_5)}{(s + \alpha_6)} \tag{7.50}$$

k_d, k_q sînt constante, iar $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_6$ sînt rădăcinile expresiilor care intervin în relaţiile de mai sus.

Dacă se revine la ecuaţiile de tensiuni (7.41), acestea se pot scrie sub forma matricială

$$\begin{vmatrix} u_d \\ u_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R + \underline{L}_d s & \omega \underline{L}_q \\ -\omega \underline{L}_d & R + \underline{L}_q s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} \tag{7.51}$$

Se folosesc transformatele Laplace ale mărimilor variabile în timp şi introducînd operatorul complex $\underline{s}$, deoarece imaginea mărimii iniţiale $u_q = -u_{q0}$ devine $-U_{q0}/ \underline{s}$, iar $u_d = 0$, ecuaţiile curenţilor, deduse din (7.51), devin:

$$\begin{vmatrix} \underline{i}_d \\ \underline{i}_q \end{vmatrix} = \frac{1}{D} \cdot \begin{vmatrix} \underline{s}\,\underline{L}_q + R & -\underline{L}_q \\ L_d & \underline{s}\,\underline{L}_d + R \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ -U_{q0}/ \underline{s} \end{vmatrix} \tag{7.52}$$

unde

$$D = (\underline{s}\,\underline{L}_q + R)(\underline{s}\,\underline{L}_d + R) + \omega^2 \underline{L}_d \underline{L}_q \left[\underline{s}^2 + \underline{s}R\left(\frac{1}{\underline{L}_d} + \frac{1}{\underline{L}_q}\right) + \omega^2 \right] \tag{7.53}$$

Pentru o scriere mai convenabilă, se notează termenul din mijlocul parantezei pătrate prin $\underline{s}\,k$, unde k este aproximat printr-o constantă, acceptîndu-se mărimea $R^2/ \underline{L}_d \underline{L}_q$ — neglijabilă. Aşadar, se poate scrie:

$$D = \underline{L}_d \underline{L}_q (\underline{s}^2 + k\underline{s} + \omega^2) \tag{7.53'}$$

Curenţii, daţi de (7.52), devin:

$$\left.\begin{aligned} \underline{i}_d &= \frac{\omega \underline{L}_q U_{q0}/ \underline{s}}{\underline{L}_d \underline{L}_q (\underline{s}^2 + k\underline{s} + \omega^2)} = \frac{\omega U_{q0}}{s\underline{L}_d (\underline{s}^2 + k\underline{s} + \omega^2)} = \\ &= \frac{\omega(\underline{s} + \alpha_3)(\underline{s} + \alpha_4) U_{q0}}{k_d(\underline{s} + \alpha_1)(\underline{s} + \alpha_2)(\underline{s}^2 + k\underline{s} + \omega^2)\underline{s}} \\ \underline{i}_q &= \frac{-(\underline{s}\,\underline{L}_d + R) U_{q0}}{\underline{L}_d \underline{L}_q (\underline{s}^2 + k\underline{s} + \omega^2)\underline{s}} \end{aligned}\right\} \tag{7.54}$$

Din aceste expresii se pot deduce funcţiile originale ale curenţilor $i_d(t)$, respectiv $i_q(t)$, folosind transformatele Laplace inverse. Pentru aceasta se descompun expresiile în fracţii simple şi se ţine seama de următoarele: expresiilor, care au la

numitor mărimi de forma $\underline{s} + \alpha_i$, le corespund variaţii aperiodice (exponenţiale) ale curenţilor; expresiei cu numitorul $\underline{s}$ îi corespunde o constantă, iar expresiilor pătratice, $\underline{s}^2 + k\underline{s} + \omega^2$, cu rădăcini complexe, le corespund variaţii armonice ale curenţilor (în sin sau/şi cos).

Descompunerile în fracţii simple şi determinarea funcţiilor originale este posibilă atunci cînd se analizează cazuri concrete, eventual cînd se pot efectua şi anumite neglijări.

Se poate reveni la expresiile curenţilor trifazaţi, utilizînd transformarea tip comutator şi transformarea de faze, (§ 2.1.3, § 2.1.4), astfel

$$\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \times$$

$$\times \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} = \tag{7.55}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta & -\frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta & 1/\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta & -\frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix}$$

De exemplu, curentul în faza A se scrie:

$$i_A = \sqrt{\frac{2}{3}}\,(i_d \cos\theta + i_q \sin\theta) \tag{7.56}$$

în condiţiile absenţei componentei homopolare i_0.

Unghiul θ se scrie ca $\omega t + \theta_0$, unde θ_0 este unghiul de poziţie al rotorului în momentul iniţial, al declanşării scurtcircuitului.

Ţinînd seama de componentele curenţilor i_d şi i_q, date de expresiile (7.54), se obţine:

$$i_A = I_C e^{-t/T_0} \cos\theta_0 + I_2 e^{-t/T_0} \cos(2\omega t + \theta_0) + (I_s + I_t e^{-t/T'} + I_{st} e^{-t/T''}) \cos(\omega t + \theta_0), \tag{7.57}$$

unde $I_s \cos(\omega t + \theta_0)$ este curentul de regim permanent (stabilizat), de scurtcircuit.

În afară de această componentă mai apar:

— o componentă continuă cu valoarea iniţială $I_c \cos\theta_0$, amortizată exponenţial cu decrementul dat de constanta de timp T_0,

— o componentă de frecvenţă dublă, a cărei valoare de vîrf I_2 descreşte exponenţial cu constanta de timp T_0,

o componentă de c.a. de amplitudine I_t, care descreşte exponenţial cu constanta de timp T' — „tranzitorie“,

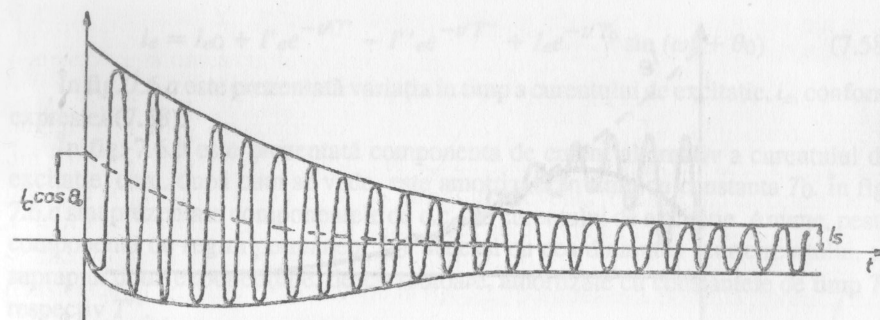


Fig. 7.4.

o componentă de c.a. de amplitudine I_{st}, care descreşte exponenţial cu constanta de timp T'' — „supratranzistorie“.

În fig. 7.4. se arată variaţia în timp a curentului pe o fază, din momentul scurtcircuitului pînă la stabilirea regimului permanent. Alura acestei variaţii, mai exact valoarea de vîrf a curentului după prima semiperioadă, este determinată esenţial de mărimea componentei continue $I_c \cos\theta_0$ care, după cum se vede, depinde de poziţia rotorului faţă de înfăşurarea A în momentul scurtcircuitului. Curentul i_A are o valoare de vîrf maximă, dacă în momentul scurtcircuitului axa longitudinală rotorică era coliniară cu axa înfăşurării A. Această situaţie este probabilă pentru una din cele trei faze ale maşinii.

În fig. 7.5 sînt prezentate componentele alternative: tranzitorie, $I_t e^{-t/T'}$, respectiv supratranzitorie $I_{st} e^{-t/T''}$. Componenta de frecvenţă dublă nu se poate pune în evidenţă în mod obişnuit, cu ajutorul osciloscopului, aşa cum se pot evidenţia celelalte componente.

Revenind la fig. 7.5, mărimea I'', adică amplitudinea iniţială (maximă) a componentei de curent alternativ, se poate scrie ca: $I'' = \sqrt{2}E_{f0}/X''_d$, unde X''_d este numită „reactanţa supratranzitorie longitudinală“ (în axa d — directă). Mărimea I', adică valoarea amplitudinii componentei alternative, în absenţa componentei supratranzitorii, poate fi scrisă ca $I' = \sqrt{2}E_{f0}/X'_d$, unde X'_d se numeşte „reactanţă tranzitorie longitudinală“. E_{f0} este valoarea efectivă a tensiunii induse la mersul în gol — corespunzătoare fluxului Φ_0 de excitaţie. Valoarea finală, de regim permanent, a curentului, $I_s = \sqrt{2}E_{f0}/X_{ds}$, este dictată de reactanţa X_{ds} — egală de fapt cu reactanţa sincronă pe

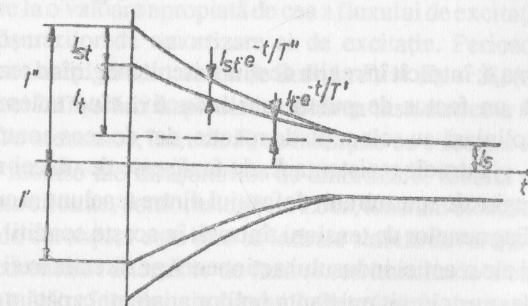


Fig. 7.5.

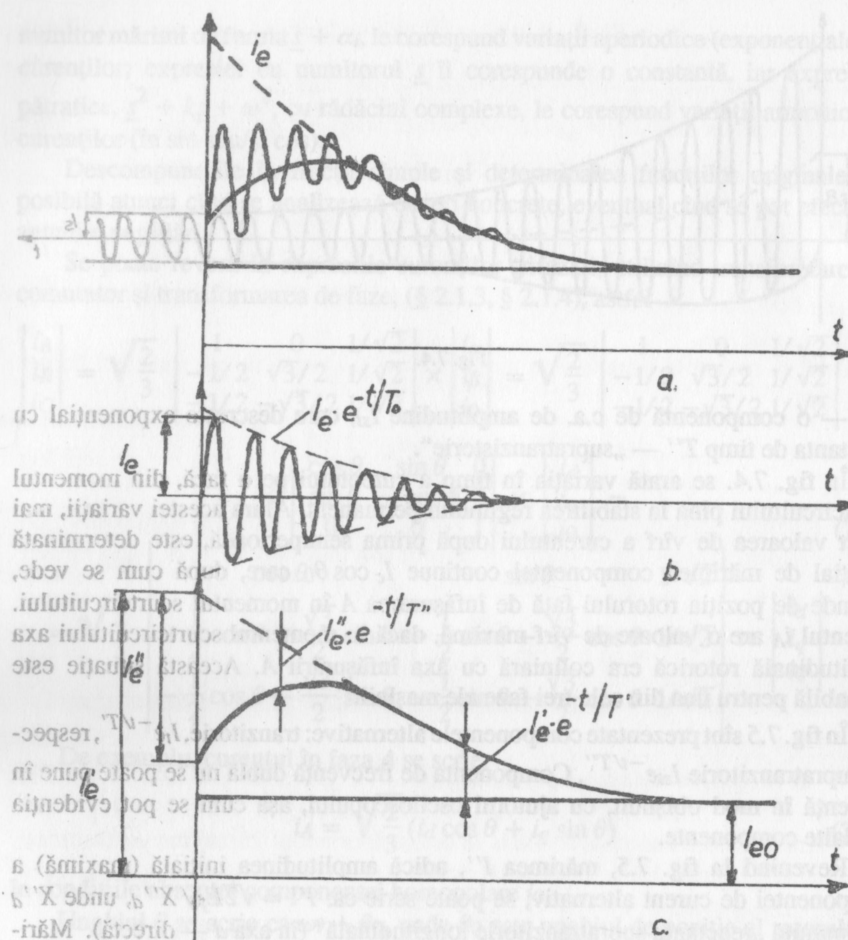


Fig. 7.6.

axa d; întrucît în regim de scurtcircuit, neglijînd rezistenţa statorică, maşina lucrează la un factor de putere pur inductiv, cînd solenaţia înfăşurării de excitaţie este coliniară cu solenaţia de reacţie, dar de sens contrar.

Întrucît rezistenţa R, de fază, este de obicei mică comparativ cu reactanţa, în regim de scurtcircuit defazajul dintre tensiune şi curent este de 90°. Din examinarea diagramelor de tensiuni, întrucît în aceste condiţii t.m.m. ale înfăşurării de excitaţie şi ale reacţiei indusului acţionează pe direcţia axei longitudinale, rezultă că în regim de scurtcircuit existenţa polilor aparenţi capătă o importanţă secundară.

Curentul de excitaţie al maşinii poate fi obţinut din expresiile (7.45), ecuaţia a doua şi se scrie sub forma:

$$i_e = I_{e0} + I'_e e^{-t/T'} - I''_e e^{-t/T''} + I_e e^{-t/T_0} \sin(\omega t + \theta_0) \qquad (7.58)$$

În fig. 7.6.*a* este prezentată variaţia în timp a curentului de excitaţie, i_e, conform expresiei (7.58).

În fig. 7.6.*b* este prezentată componenta de curent alternativ a curentului de excitaţie, care, după cum se vede, este amortizată în timp cu constanta T_0. În fig. 7.6.*c* sînt prezentate componentele de c.c. ale curentului de excitaţie. Anume, peste componenta de regim permanent I_{e0}, aceeaşi cu cea dinaintea scurtcircuitului, se suprapun două exponenţiale, descrescătoare, amortizate cu constantele de timp T' respectiv T''.

Cunoscînd valorile instantanee ale curenţilor i_D şi i_Q, date de ecuaţiile (7.45) şi (7.46), se poate determina şi cuplul instantaneu al maşinii în regim de scurtcircuit, după relaţia (7.32).

Formele de undă ale curenţilor în regim tranzitoriu de scurtcircuit se mai pot explica calitativ, dacă ţinem seama de fenomenele fizice care se petrec în maşină. Se ştie că dacă o tensiune alternativă este aplicată la un circuit R-L (înfăşurare), curentul obţinut poate conţine o componentă tranzitorie de c.c. suprapusă peste unda de c.a. de regim staţionar. Amplitudinea componentei de c.c. depinde de valoarea instantanee a tensiunii aplicate, deci de momentul aplicării acesteia. Astfel se explică variaţia în timp a curentului de fază a maşinii. Dacă se presupune că înfăşurarea trifazată este staţionară (pe stator), atunci componentele continue ale curenţilor de fază creează un flux constant în care se roteşte înfăşurarea inductoare şi în care se induc curenţii alternativi, adică peste componenta continuă, în înfăşurarea de excitaţie se va suprapune un curent alternativ.

La funcţionarea în gol a maşinii, fluxul este produs numai de t.m.m. a înfăşurării de excitaţie, care acţionează pe direcţia longitudinală, d. Dacă maşina este scurtcircuitată brusc, fluxul total şi deci t.e.f. generată în înfăşurare se datoreşte suprapunerii t.m.m. a înfăşurării de excitaţie F_0 cu t.m.m. de reacţie a indusului F_a, ambele acţionînd pe direcţia axei d şi fiind în opoziţie, deci şi tensiunea indusă va fi mai mică. În regim stabilizat cele două t.m.m. devin aproape egale încît curentul prin înfăşurări este mic comparativ cu cel din primul moment al scurtcircuitului. Stabilirea fluxului prin înfăşurare la o valoare apropiată de cea a fluxului de excitaţie este întîrziată de prezenţa înfăşurărilor de amortizare şi de excitaţie. Perioada tranzitorie este timpul necesar ca t.m.m. să descrească de la F_0 la $F_r = F_0 - F_a$ (de regim staţionar). Inductanţa fazei înfăşurării împiedică stabilirea instantanee a F_a la valoarea de regim staţionar. De asemenea, întrucît F_a se înlănţuie cu circuitul de excitaţie închis şi cu circuitele închise ale înfăşurărilor de amortizare, rezultă că variaţia lui F_a va produce în aceste circuite, conform legii lui Lenz, tensiuni electrice şi deci componente tranzitorii ale curenţilor care tind să întîrzie stabilirea lui F_a.

Componenta tranzitorie a curentului alternativ de fază şi cea tranzitorie a c.c. în înfăşurarea de excitaţie se datoresc efectului circuitului înfăşurării de excitaţie. Componentele supratranzitorii ale curenţilor de fază şi ale curentului continuu de excitaţie se datoresc circuitelor înfăşurărilor de amortizare. Componentele alterna-

tive ale curentului de excitație produc tensiuni și curenți de frecvență dublă în înfășurarea statorică (de fază).

Ecuațiile de funcționare (7.26) și (7.32) permit analiza tuturor regimurilor mașinii sincrone, inclusiv pornirea motorului sincron sau funcționarea la sarcina variabilă. În aceste cazuri mai intervine o ecuație de echilibru a cuplurilor la arborele mașinii, iar soluționarea completă a problemei se realizează mai comod utilizînd calculatoarele electronice. Una dintre marile dificultăți constă în determinarea parametrilor mașinii studiate, parametri care se deduc din calculele de proiectare sau din încercări experimentale. În cazurile cînd sînt prezentate anumite neliniarități, datorate circuitului magnetic, frecărilor, etc., ecuațiile scrise mai sus sînt valabile cu aproximație.

7.2. MAȘINI SINCRONE REACTIVE

Mașinile sincrone reactive sau de reluctanță sînt acele mașini la care una din armături, de obicei rotorul, nu prezintă înfășurare de excitație. După cum s-a văzut în cap.2, cuplul mașinii reactive se datorește neuniformității rotorului sau diferenței dintre reluctanțele mașinii pe cele două axe d și q. Absența înfășurării de excitație conduce la unele avantaje constructive (preț de cost redus) precum și la unele avantaje în exploatare (absența contactelor perii-inele). În regim de motor, aceste mașini dezvoltă puteri de la zeci de watti la zeci de kilowatti la factori de putere, gabarite și randamente apropiate de cele ale mașinilor asincrone. Domeniile de utilizare sînt foarte diverse: la înregistrarea și redarea semnalelor, la instalații de radiolocație, în aparatura medicală, cinematografie, tehnică de calcul, pompe etalon în industria chimică, în industria textilă, ceasornicărie, etc.

Motoarele reactive pot fi monofazate sau trifazate, ultimele au căpătat în ultima vreme o largă răspîndire, fiind comandate și cu comutatoare statice de frecvență.

Din pinct de vedere al construcției, aceste motoare sînt asemănătoare cu cele asincrone, dar rotorul prezintă poli aparenți fără înfășurare de excitație. Statorul se execută de obicei în două variante:cu înfășurare distribuită în crestături sau cu înfășurare concentrată.

7.2.1. MOTOARE SINCRONE REACTIVE MONOFAZATE

7.2.1.1. Principiul conversiei electromecanice a energiei

Schema de principiu a motorului reactiv monofazat bipolar este dată în fig. 7.7.*a*. Ecuația circuitului statoric se scrie:

$$u = U_m \sin \omega t = Ri + L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t, \qquad (7.59)$$

unde s-a luat tensiunea aplicată u ca origine de fază.

Inductanța L a statorului depinde de unghiul α pe care îl face axa longitudinală d a rotorului cu linia medie de cîmp magnetic a statorului. Variația acestei inductanțe este prezentată în fig. 7.7.*b*, iar expresia sa analitică se poate aproxima prin:

$$L = L_0(1 + m \cos 2\alpha), \qquad (7.60)$$

unde:

$$\begin{cases} m = (L_{max} - L_{min})/(L_{max} + L_{min}) \\ L_0 = (L_{max} + L_{min})/2 \end{cases} \qquad (7.61)$$

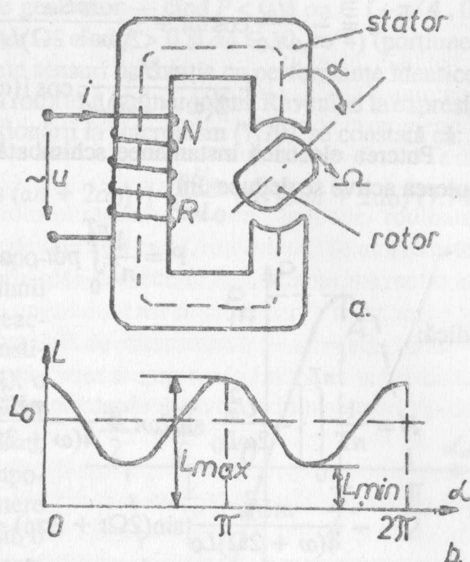


Fig. 7.7.

m se numește grad de modulație a inductanței.

Se presupune că rezistența R este neglijabilă în raport cu reactanța medie a mașinii, ωL_0. Ecuația (7.53) devine

$$\mathrm{d}i = \frac{U_m \sin \omega t}{L_0(1 + m \cos 2\alpha)}\mathrm{d}t \qquad (7.62)$$

sau:

$$i = \frac{U_m}{L_0}\int \sin \omega t(1 - m \cos 2\alpha)\mathrm{d}t, \qquad (7.63)$$

unde s-a folosit dezvoltarea: $\frac{1}{1 + x} = 1 - x + \ldots$, valabilă cu o aproximație acceptabilă pentru x mici, adică

$$x = m \cos 2\alpha << 1, \qquad (7.64)$$

deci pentru grade de modulație m reduse (sub 0,25).

În felul acesta se obține curentul

$$i = \frac{U_m}{L_0}\left[\int \sin \omega t\mathrm{d}t - \frac{m}{2}\int \sin(\omega t + 2\alpha)\mathrm{d}t - \frac{m}{2}\int \sin(\omega t - 2\alpha)\mathrm{d}t\right] \qquad (7.65)$$

Se consideră faptul că unghiul de rotație se exprimă ca

$$\alpha = \Omega t + \alpha_0, \qquad (7.66)$$

unde Ω este viteza unghiulară a rotorului, iar α_0 este unghiul inițial de poziție a rotorului (fig. 7.7).

Introducînd expresia (7.66) în (7.65) și efectuînd integralele respective fără precizarea limitelor, anticipînd faptul că se vor considera totuși un număr — tinzînd la infinit de perioade, se obține curentul

$$i = -\frac{U_m}{\omega L_0}\cos\omega t + \frac{mU_m}{2(\omega + 2\Omega)L_0}\cos\left[(\omega + 2\Omega)t + 2\alpha_0\right] + \frac{mU_m}{2(\omega - 2\Omega)L_0}\cos\left[(\omega - 2\Omega)t - 2\alpha_0\right] \quad (7.67)$$

Puterea electrică instantanee schimbată de mașină cu sursa este $p = ui$, iar puterea activă se deduce din

$$P = \frac{1}{nT}\int_0^{nT} p\,dt, \quad n \in N \to \infty \quad (7.68)$$

adică:

$$P = \frac{1}{nT}\int_0^{nT}\left\{-\frac{U_m^2}{2\omega L_0}\sin 2\omega t + \frac{mU_m^2}{4(\omega + 2\Omega)L_0}\sin[(2\omega + 2\Omega)t + 2\alpha_0] - \frac{mU_m^2}{4(\omega + 2\Omega)L_0}\sin(2\Omega t + 2\alpha_0) + \frac{mU_m^2}{4(\omega - 2\Omega)L_0}\sin[(2\omega - 2\Omega)t - 2\alpha_0] + \frac{mU_m^2}{4(\omega - 2\Omega)L_0}\sin(2\Omega t + 2\alpha_0)\right\}dt \quad (7.69)$$

Primul, al treilea și al cincilea termen de sub integrală, fiind armonici, vor da o putere activă nulă, în schimb termenul al doilea sau al patrulea, în anumite condiții, poate deveni nearmonici iar integralele respective nenule.

a) Pentru

$$\Omega = \omega \quad \text{sau} \quad 2\pi n/60 = 2\pi f; \quad n = 60f \quad (7.70)$$

$$P = \frac{mU_m^2}{4\omega L_0}\sin 2\alpha_0 \quad (7.71)$$

b) Cînd

$$\Omega = -\omega \quad \text{sau} \quad n = -60f, \quad (7.72)$$

puterea activă este tot cea dată de (7.71).

Așadar, mașina reactivă monofazată schimbă cu sursa putere activă nenulă în condițiile rotorului la sincronism. Această putere activă depinde de unghiul inițial de poziție a rotorului α_0, avînd valoarea maximă

$$P_m = \frac{mU_m^2}{4\omega L_0} = \frac{mU^2}{2\omega L_0} \quad (7.73)$$

pentru $\alpha_0 = \pi/4$

Dependența $P = f(\alpha_0)$ se numește caracteristică unghiulară a mașinii reactive. Se mai face următoarea remarcă: expresia (7.71) a puterii active arată că mașina

poate funcționa stabil atît în regim de generator — cînd $P < 0$ și $\alpha_0 \in (-\pi/4\,, 0)$ (porțiunea OB), cît și în regim de motor — cînd $P > 0$ și $\alpha_0 \in (0\,, \pi/4)$ (porțiunea OA). Mașina poate funcționa în ambele sensuri de rotație cu performanțe identice, singura condiție fiind aceea de rotire a rotorului la sincronism. Revenind la expresia (7.67) a curentului, în condițiile funcționării la sincronism (7.70), se constată că:

$$i = -\frac{U_m}{\omega L_0}\cos\omega t - \frac{mU_m}{2\omega L_0}\cos(\omega t + 2\alpha_0) + \frac{mU_m}{6\omega L_0}\cos(3\omega t + 2\alpha_0) \quad (7.74)$$

Așadar, curentul cuprinde: o componentă defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii (7.59), care transferă numai putere reactivă între rețea și mașină, (acest fapt justificînd denumirea de mașină reactivă), o altă componentă tot de frecvență ω, dar defazată față de tensiune, cu unghiul $2\alpha_0$, dependent de sarcină, prin această componentă realizîndu-se transferul de putere activă între rețea și mașină și, în sfîrșit, o componentă de frecvență triplă, care este de trei ori mai mică decît precedenta și care întreține un regim deformant în sistemul rețea-mașină. Ultima componentă se poate neglija, încît curentul devine:

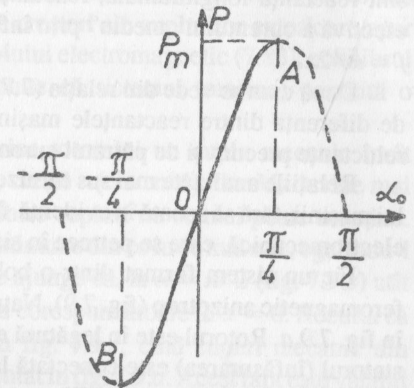


Fig. 7.8.

$$i = -I_{0m}\left[\cos\omega t + \frac{m}{2}\cos(\omega t + 2\alpha_0)\right]; \quad \frac{U_m}{\omega L_0} = I_{0m} \quad (7.75)$$

Amplitudinea curentului depinde de sarcină, α_0, și de gradul de modulație a inductanței. Limitele sînt date de:

$$I_{\min} = I_{0m}(1 - m/2), \quad I_{\max} = I_{0m}(1 + m/2) \quad (7.76)$$

De asemenea:

$$I_{\max} + I_{\min} = 2I_{0m}, \ \text{iar} \ I_{\max} - I_{\min} = mI_{0m} \quad (7.77)$$

I_{0m} este valoarea medie a amplitudinilor curentului i, corespunzătoare cazului cînd mașina are inductanța L_0.

Expresia puterii (7.71) se scrie, folosind (7.75), (7.77) și (7.61):

$$P = \frac{m}{4}\omega L_0 I_{0m}^2 \sin 2\alpha_0 = \frac{\omega L_{\max} - \omega L_{\min}}{4}\cdot\frac{I_{0m}^2}{2}\sin 2\alpha_0 = \frac{X_d - X_q}{4}I_0^2\sin 2\alpha_0 \quad (7.78)$$

unde:

$$X_d = \omega L_{\max}; \ X_q = \omega L_{\min}; \ I_0 = I_{0m}/\sqrt{2} \quad (7.79)$$

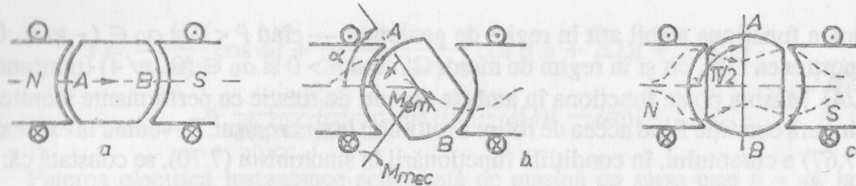


Fig. 7.9.

sînt reactanța longitudinală, reactanța transversală a mașinii, respectiv valoarea efectivă a curentului „mediu" prin înfășurare, în condițiile alimentării la frecvența $f = \omega/2\pi$.

După cum se vede din relația (7.78), puterea mașinii, deci și cuplul ei , depind de diferența dintre reactanțele mașinii pe cele două axe sau de diferența dintre reluctanțe precum și de pătratul curentului prin înfășurare.

Relațiile analizate mai sus furnizează informații globale asupra mărimii cuplului mașinii, fără să scoată în evidență fenomenele intime ale procesului de conversie electromecanică, care se petrece în sistemul rețea-mașină.

Fie un sistem format dintr-o bobină cu întrefier în care se găsește un rotor feromagnetic anizotrop (fig. 7.9). Natural, rotorul se stabilește în poziția prezentată în fig. 7.9.*a*. Rotorul este în legătură exterioară cu o sursă de energie mecanică, iar statorul (înfășurarea) este conectată la o sursă de energie electrică. Conform principiului conservării energiei $W_{mec} + W_m =$ const., unde W_m este energia înmagazinată în cîmpul magnetic (intervine și energia electrică RI^2, dar care se transformă ireversibil în căldură).

Derivînd expresia de mai sus în raport cu unghiul de rotație α, adică unghiul pe care îl face axa longitudinală AB a rotorului cu direcția cîmpului creat de stator, se obține

$$\frac{dW_{mec}}{d\alpha} + \frac{dW_m}{d\alpha} = 0\,, \text{ sau } M_{mec} + M_e = 0 \qquad (7.80)$$

Se știe că derivata energiei în raport cu unghiul este cuplul. Cît timp $M_{mec} = M_e = 0$ relația (7.80) este satisfăcută. M_e este cuplul electromagnetic (instantaneu), iar W_m este energia magnetică dată de

$$W_m = \frac{1}{2}LI^2 \qquad (7.81)$$

Dacă $I =$ ct., rezultă:

$$M_e = \frac{1}{2}I^2\frac{dL}{d\alpha} \text{ dar } L = L_0(1 + m\cos 2\alpha) \qquad (7.82)$$

adică:

$$M_e = -mL_0I^2\sin 2\alpha = -M_{e\,max}\sin 2\alpha \qquad (7.83)$$

Așadar, dacă rotorul este rotit din exterior, asupra sa aplicîndu-i-se un cuplu M_{mec}, atunci echilibrul (7.80) se menține datorită apariției cuplului electromagnetic dat de (7.83). Acest cuplu M_e are tendința de readucere a rotorului în poziția inițială. Modificarea poziției rotorului se poate face spre unghiuri α din ce în ce mai mari, prin aplicarea unui cuplu exterior crescător, pînă la valori ale lui α egale cu $\pi/4$. Lucrurile se petrec în același mod dacă cuplul exterior mecanic își modifică sensul, caz în care unghiul α își schimbă sensul, deci și cuplul M_e, dat de (7.83), echilibrul (7.80) menținîndu-se. Pentru unghiuri α cuprinse între $-\pi/4$ și $+\pi/4$, provocate de cupluri mecanice aplicate din exterior, la creșteri ale cuplurilor exterioare apar creșteri ale unghiului α, deci creșteri ale cuplului electromagnetic (7.83), echilibrul lor restabilindu-se în orice moment, se spune că sistemul (mașina) prezintă o **funcționare stabilă**.

Să presupunem că se aplică din exterior rotorului un cuplu mecanic încît $\alpha = \pi/4$ (fig.7.9.*b*). Mărind cuplul exterior, crește $\alpha(\alpha > \pi/4)$, dar M_e devine mai mic decît valoarea sa maximă, echilibrul dintre cupluri nu se mai poate menține. Dacă totuși, se aplică un cuplu mecanic în continuare din ce în ce mai mic, egalîndu-l în permanență pe M_e, dat de (7.83), se poate ajunge ca, la $\alpha = \pi/2$ (fig. 7.9.*c*) atît M_{mec} cît și M_e să fie nule, adică exact situația corespunzătoare la $\alpha = 0$. Rezultă că rotorul mașinii poate rămîne în poziția din fig. 7.9.*c*, cînd cuplul mecanic din exterior este nul, așa cum era și în cazul prezentat în fig. 7.9.*a*. Acest fapt este valabil numai teoretic, întrucît în practică la apariția unei perturbații exterioare (de natură mecanică, de exemplu), care duce la modoficarea lui α, de exemplu la micșorarea lui α sub valoarea $\pi/2$, apare un cuplu M_e care se adună perturbației mecanice, conducînd la o nouă micșorare a lui α, deci o nouă creștere a lui M_e ș.a.m.d., pînă cînd rotorul revine spre poziția din fig. 7.9.*a*. Întrucît creșterea continuă a lui M_e duce la modificarea lui α, rotorul capătă o viteză $d\alpha/dt$, care devine maximă cînd rotorul ajunge în poziția corespunzătoare fig. 7.9.*a*. Rotorul posedă o energie cinetică maximă, care conduce la depășirea poziției de echilibru, iar α devine negativ tinzînd spre valoarea $-\pi/2$. Ideal, rotorul va efectua mișcări oscilatorii în jurul poziției stabile $\alpha = 0$, avînd amplitudinea $\pi/2$. În realitate intervin disipațiile mecanice și electrice care conduc la o mișcare oscilatorie amortizată spre poziția finală $\alpha = 0$.

Dacă revenim la poziția corespunzătoare fig. 7.9.*c* și presupunem că asupra rotorului apare o perturbație mecanică încît α devine mai mare ca $\pi/2$, atunci apare un cuplu M_e pozitiv care se adună cu cuplul perturbator, unghiul α crescînd în continuare pînă la valoarea π. Bineînțeles, rotorul va executa o mișcare oscilatorie, dar zona A se va plasa, în final, în dreptul zonei S a statorului corespunzător unghiului $\alpha = \pi$. Așadar, pozițiile de echilibru stabil al rotorului vor fi date de $\alpha = 0$ sau π, adică dacă axa longitudinală a rotorului este coliniară cu axa cîmpului de excitație statorică.

Din punct de vedere energetic, se poate vedea imediat că în poziția de echilibru stabil ($\alpha = 0$ sau $\alpha = \pi$)

$$W_m = \frac{1}{2} L_{\max} I^2 = W_{m\,\max}, \tag{7.84}$$

iar pentru situaţia $\alpha = \pi/2$ de echilibru labil

$$W_m = \frac{1}{2} L_{\min} I^2 = W_{m\,\min} \tag{7.85}$$

Cînd legătura mecanică cu exteriorul nu există, sistemul se stabileşte la un echilibru corespunzător energiei magnetice maxime înmagazinate $W_{m\,\max}$, adică la $\alpha = 0$. Dacă sistemul are un aport de energie mecanică (rotorul este rotit cu un unghi α), întrucît suma energiilor trebuie să se menţină aceeaşi, tot $W_{m\,\max}$, rezultă că sistemul se stabileşte în echilibru stabil, dar la o energie magnetică mai mică, corespunzător unui anumit $\alpha \neq 0$.

Energia mecanică introdusă în sistem va fi integrala cuplului mecanic în raport cu α, iar energia magnetică va fi dată de (7.81), L fiind cel corespunzător unghiului α (rel. 7.82).

Se accentuează faptul că sistemul din fig. 7.9. se găseşte în regim stabil la acel unghi α pentru care suma dintre energia mecanică şi energia magnetică este egală cu energia megnetică maximă. Întrucît legătura mecanică cu exteriorul se consideră practic de o mai mare variabilitate decît cea electrică, există obişnuinţa de a se denumi drept situaţie de echilibru stabil al sistemului, cazul corespunzător legăturii mecanice nule şi care implică $\alpha = 0$ sau $\alpha = \pi$, deci cînd energia magnetică înmagazinată este maximă.

Consideraţiile de mai sus sînt valabile atît timp cît legătura exterioară mecanică se caracterizează prin cupluri cel mult egale cu valoare maximă a lui M_e.

În cazul cînd cuplul aplicat din exterior asupra rotorului este mai mare decît $M_{e\,\max}$ şi se exercită timp îndelungat în sens orar, de exemplu, pe fig. 7.9., rotorul se va găsi într-o mişcare (de rotaţie)impusă de cuplul exterior. În acest proces de rotire continuă a rotorului cuplul electromagnetic are valori cuprinse între $M_{e\,\max}$ şi $-M_{e\,\max}$, iar pentru un număr întreg de rotaţii energia magnetică trece consecutiv prin valorile maximă şi minimă, revenind la valoarea iniţială. În tot acest timp energia magnetică prezintă modificări ale valorii sale, o parte din această energie regăsindu-se ca energie mecanică, dar pe ansamblu sistemul nu prezintă un aport de energie spre sau dinspre exterior. Rotorul poate fi rotit din exterior cu o anumită viteză, constantă de exemplu, fără ca maşina să realizeze conversie electromecanică. Sistemul din fig. 7.9. se comportă analog cu cel în care rotorul ar fi neted şi ar fi rotit din exterior într-un cîmp magnetic constant. Aşadar, în cazul excitării cu curent continuu sistemul din fig. 7.9. nu constituie o maşină electrică, comportîndu-se ca unul cu rotor neted, cu deosebirea că poziţia de echilibru stabil este determinată de mărimea şi sensul cuplului exterior mecanic; iar cînd cuplul mecanic este nul, rotorul se orientează cu axa d coliniară cu cîmpul statoric.

În cazul cînd statorul este excitat în curent alternativ,

$$i = I_{0m} \cos \omega t; \tag{7.86}$$

dacă rotorul este neted, situaţia rămîne neschimbată faţă de cazul alimentării cu curent constant, maşina nu realizează conversie electromecanică. Dacă rotorul este cu poli aparenţi şi este rotit cu o viteză oarecare (diferită de cea de sincronism), atunci pentru un număr foarte mare de rotaţii se obţine o succesiune de situaţii în care cuplul electromagnetic este de un sens urmate de situaţii în care acelaşi cuplu este de sens contrar, încît pe ansamblu aportul de energie este nul. Maşina nu realizează conversie electromecanică la o viteză oarecare.

Să presupunem cazul cînd rotorul se roteşte la sincronism, iar în momentul iniţial, pentru $\alpha_0 = 0$, curentul statoric trece prin maxim (fig. 7.10 *a* şi *b*), de asemenea şi inductanţa.

Cuplul electromagnetic instantaneu dat de (7.82) este produsul dintre i^2 şi variaţia inductanţei $\frac{dL}{d\alpha}$ (panta tangentei dusă la curba $L(\alpha)$).

În fig. 7.10.*b* s-a prezentat şi variaţia $i^2 = f(\alpha)$.

Pentru $\alpha \in (0, \pi/2)$, $dL/d\alpha < 0$, deci cuplul M_e este negativ (i^2 este tot timpul pozitiv), maşina primeşte putere (energie) pe la rotor, din exterior şi trimite putere activă, electrică, spre reţea, prin stator. Pentru $\alpha \in (\pi/2, \pi)$, $dL/d\alpha > 0$, M_e este pozitiv, maşina absoarbe putere electrică de la reţea prin stator şi o furnizează rotorului sub formă mecanică. Avînd în vedere simetria curbelor L şi i^2 faţă de $\alpha = \pi/2$, este evident că exact aceeaşi energie electrică cedată reţelei în primul interval (sfert) de rotaţie este absorbit de stator în cel de al doilea interval. Similar şi cu energia mecanică de la rotor, în primul sfert este absorbită din exterior, iar în al doilea sfert este cedată spre exterior. Teoretic, din punct de vedere energetic, fenomenele sînt aceleaşi ca atunci cînd rotorul ar avea o mişcare de oscilaţie în jurul poziţiei $\alpha = 0$, de amplitudine $\alpha = \pi/2$. Avînd în vedere inerţia rotorului, aflat la viteza de sincronism, ajungerea sa în poziţia de echilibru labil $\alpha = \pi/2$ conduce la o trecere spre $\alpha > \pi/2$ şi deci orientarea rotorului spre poziţia stabilă $\alpha = \pi$, încît se întreţine, în continuare, rotirea rotorului cu o viteză medie egală cu viteza de sincronism.

În cazul cînd la $t = 0$ inductanţa trece prin valoarea sa medie în scădere, ceea ce este echivalent cu $\alpha_0 = \pi/4$, fig. 9.10.*c*, pentru $\alpha \in (0, \pi/4)$ cuplul M_e este negativ ($dL/d\alpha < 0$), apoi pe intervalul $\alpha \in (\pi/4, 3\pi/4)$ cuplul M_e este pozitiv ($dL/d\alpha > 0$) determinat de i^2, avînd valori sub axa medie, iar pe intervalul $\alpha \in (3\pi/4, 5\pi/4)$, M_e este negativ ($dL/d\alpha < 0$), însă determinat de i^2 avînd valori deasupra axei medii, după care lucrurile se repetă. Rezultă că la o rotaţie completă energia (puterea electrică) determinată de valorile diferite ale cuprului M_e pe intervale este negativă; adică maşina furnizează reţelei putere activă, absorbită sub formă mecanică din exterior prin rotor. Maşina lucrează ca generator electric. Fenomenele se petrec similar, dacă α_0 ia valori între 0 şi $\pi/4$ numai că puterea activă furnizată reţelei este mai mică decît în cazul $\alpha_0 = \pi/4$, cînd este maximă.

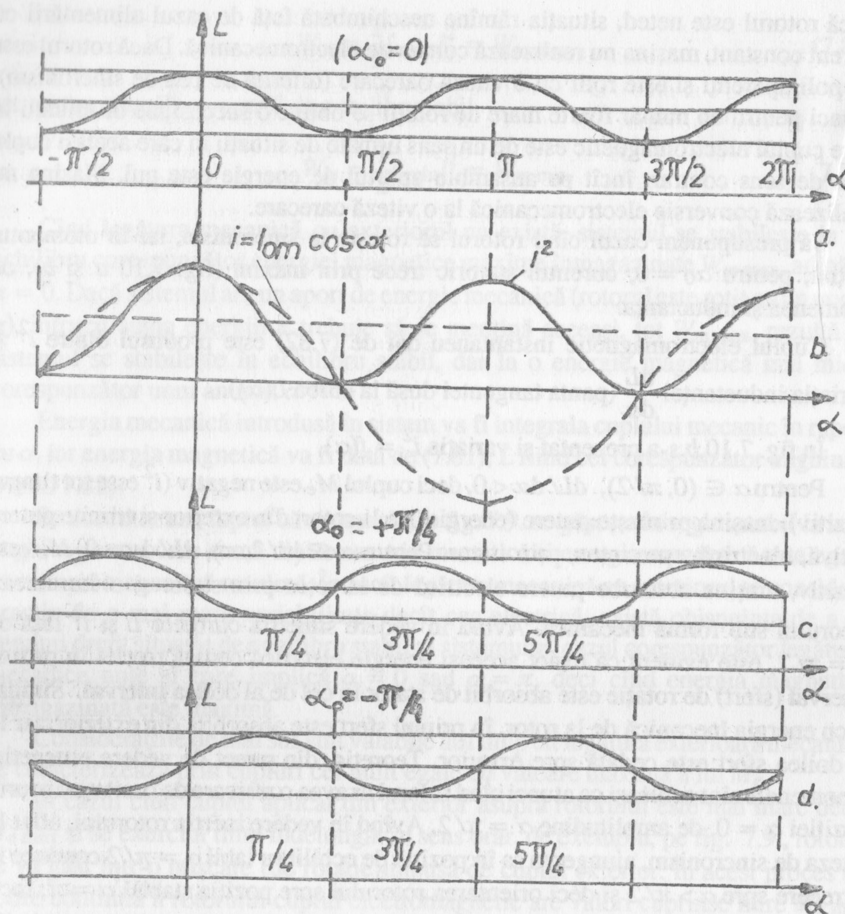


Fig. 7.10.

În cazul cînd la momentul $t = 0$, inductanța trece prin valoarea sa medie, dar în creștere, ceea ce este echivalent cu $\alpha_0 = -\pi/4$, fig. 7.10.*d*, se constată că: pe intervalul $\alpha \in (\pi/4, 3\pi/4)$, $\mathrm{d}L/\mathrm{d}\alpha < 0$, cuplul M_e este negativ, determinat de valori ale lui i^2 situate sub linia medie, iar pe intervalul $\alpha \in (3\pi/4, 5\pi/4)$, $\mathrm{d}L/\mathrm{d}\alpha > 0$, cuplul M_e este pozitiv, dar determinat de valori ale lui i^2 situate peste linia medie, după care lucrurile se repetă. La o rotație completă, valorile diferite ale cuplurilor pe intervale, determină pe ansamblu o putere electrică pozitivă; mașina funcționează ca motor, furnizînd prin rotor putere mecanică unei mașini de lucru. Pentru unghiuri $\alpha_0 \in (-\pi/4, 0)$ mașina este motor, dar furnizează mașinii de lucru puteri mecanice determinate de valoarea lui α_0, oricum mai mici decît cea maximă. Unghiul α_0 este impus de sarcina cuplată pe arbore.

Cuplul mediu al mașinii se calculează integrînd valoarea sa instantanee (7.83) pe timpul unei rotații complete, adică:

$$M_{e\,med} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} M_e \mathrm{d}\alpha = -\frac{mL_0 I_{0m}^2}{2\pi}\int_0^{2\pi} \cos^2\alpha \cdot \sin 2(\alpha + \alpha_0)\mathrm{d}\alpha = \tag{7.87}$$
$$= -\frac{mL_0 I_{0m}^2}{4}\sin 2\alpha_0,$$

unde s-au folosit relațiile (7.83), (7.86) și (7.66).

Relația cuplului mediu (7.87) este apropiată de (7.78) cu singura deosebire că apare semnul minus în față.

Apariția acestei diferențe de semn se justifică prin modul diferit de abordare a problemei, anume: relațiile (7.59) — (7.78) sînt valabile pentru cazul cînd mașina este alimentată la tensiune impusă (practic pentru mașini de mare putere la care rezistența statorului este neglijabilă) și la care modificarea unghiului intern α_0 conduce la apariția în expresia curentului a unei componente dependente de α_0 (rel. 7.74) pe baza căreia are loc transferul de putere activă rețea-mașină; relațiile (7.82) — (7.87) sînt valabile pentru cazul cînd mașina este alimentată la c u r e n t i m p u s (practic, la mașinile de mică putere cînd rezistența nu este neglijată, ci dimpotrivă) și la care modificarea unghiului intern conduce la apariția în expresia tensiunii aplicate a unei componente defazată în sens contrar față de defazajul curentului întîlnit în cazul precedent (problemă care n-a mai fost considerată în detaliu în raționamentele de mai sus), această componentă fiind, de asemenea, dependentă de α_0.

Cazul alimentării la curent impus este mai frecvent întîlnit, mai ales la motoarele alimentate de la convertizoarele statice de curent, în domeniul de puteri mici și medii.

Din expresia (7.87) se trag concluziile:

— mașinile sincrone reactive monofazate dezvoltă un cuplu electomagnetic nenul la viteza de sincronism, putînd funcționa ca motor sau generator, regimul fiind dictat de cuplul mecanic al rotorului: rezistent sau activ;

— valoarea cuplului maxim se obține pentru un unghi de sarcină $\alpha_0 = \pi/4$ și depinde de gradul de modulație m precum și de pătratul curentului statoric;

— pentru cupluri mecanice apropiate de zero, deci $\alpha_0 \approx 0$, rotorul se orientează cu axa d pe direcția axei statorice în momentele cînd curentul statoric trece prin valorile sale maxime, indiferent de sens.

7.2.1.2. Variante constructive de motoare monofazate reactive

Primul tip de motor reactiv utilizat în practică, denumit „roata lui La Cour“, este prezentat în fig. 7.11.*a*.

Pentru o frecvență de alimentare de 50 Hz viteza de sincronism este de 1000 rot/min. Explicația este următoarea: în momentul cînd curentul trece prin valoarea maximă, rotorul ocupă poziția din figură; următoarea trecere a curentului prin valoarea maximă (dar negativă) trebuie să găsească rotorul rotit cu unghiul $\pi/3$; adică viteza de rotație este mai mică de trei ori față de cazul cînd rotorul ar fi fost bipolar, cînd în același interval de variație a curentului rotorul trebuia să se rotească cu unghiul π. Mașina se comportă ca una cu 3 perechi de poli, la care viteza de sincronism este $n = 60\,f/p$, unde $p = 3$.

În fig. 7.11.*b* este prezentat un motor sincron de viteză mică. Statorul, care prezintă o zonă crestată, posedă o înfășurare monofazată; rotorul sub forma unei coroane exterioare are crestături avînd același pas ca la stator. Dacă curentul statoric trece prin maxim în situația prezentată pe desen (cînd dinții statorici și rotorici sînt față în față), următoarea trecere prin maxim a curentului, dar negativă (peste timpul $T/2$), trebuie să găsească rotorul rotit cu un dinte, adică cu un unghi $\alpha = 2\pi/Z$, unde Z este numărul de dinți (par) ai rotorului. Viteza rotorului se obține:

$$\Omega = \frac{\alpha}{(T/2)} = \frac{2\pi}{Z(\pi/\omega)} = \frac{\omega}{(Z/2)} = \frac{\omega}{Z_p}, \tag{7.88}$$

adică este invers proporțională cu numărul de perechi de dinți (poli aparenți) ai rotorului, Z_p.

În fig. 7.11.*c* este prezentată o variantă de motor „unipolar“, care permite o funcționare la viteza de 6000 rot/min, cînd este alimentat de la o sursă de frecvență 50 Hz. Rotorul, sub forma unui disc, prezintă o porțiune, feromagnetică (aproximativ jumătate), iar restul este confecționat din material neferomagnetic.[36]

Curentul este maxim pentru situația din figură; următoarea trece prin maxim a curentului (peste timpul $T/2$) trebuie să găsească rotorul rotit cu unghiul $\alpha = 2\pi$, deci viteza sa este:

$$\Omega = \frac{2\pi}{T/2} = \frac{4\pi}{T} = 2\,\frac{2\pi}{T} = 2 \cdot 2\pi f = 2\omega \tag{7.89}$$

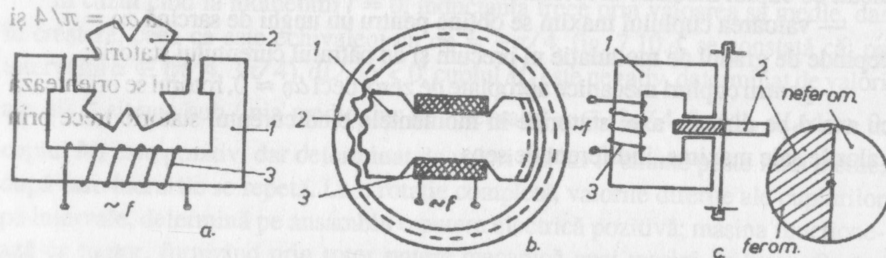


Fig. 7.11.

1 — stator, 2 — rotor, 3 — înfășurare concentrată de c.c.

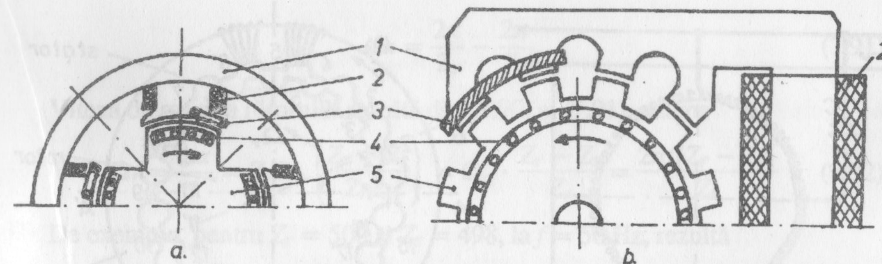


Fig. 7.12.

1 — jug statoric, 2 — înfășurare monofazată statorică, 3 — spiră în scurtcircuit, 4 — bare rotorice, 5 — pol rotoric

sau $n = \frac{\Omega}{2\pi}\,60 = \frac{4\pi f}{2\pi}\,60 = 120\,f$; $n = 6000$ rot/min la $f = 50$ Hz.

Mașina se comportă ca și cum ar avea un singur pol.[36]

Motoarele prezentate mai sus funcționează numai dacă sînt aduse la viteza de sincronism. Acest lucru se realizează dacă sînt lansate într-un anumit sens, aplicîndu-se inițial un cuplu mecanic exterior; procedeul devenind, de cele mai multe ori, dificil în practică.

În scopul înlăturării acestui neajuns s-au căutat soluții de pornire pe cale electrică a motoarelor reactive monofazate.[37]

În fig. 7.12.*a* se prezintă un detaliu dintr-un motor monofazat tetrapolar, care prezintă pentru pornire o spiră în scurtcircuit pe stator și o înfășurare în colivie (bare scurtcircuitate la capete) pe polii rotorici.

Dacă se aplică o tensiune alternativă înfășurării monofazate, motorul pornește ca unul asincron cu spiră în scurtcircuit, după care intră în sincronism. Sensul este dat de locul plasării spirei în scurtcircuit.

În fig. 7.12.*b* se prezintă un motor monofazat „a u t o s i n c r o n“. Statorul, cu o înfășurare monofazată concentrată, este crestat; pe fiecare pol fiind 4 dinți proeminenți, 2 dintre ei fiind înconjurați de o spiră în scurtcircuit. Rotorul prezintă 12 poli aparenți, avînd același pas cu dinții statorului. Tot pe rotor se găsesc bare scurtcircuitate de 2 inele frontale (colivie). În momentul alimentării înfășurării 2, apare cuplul asincron datorat spirei în scurtcircuit statoric și coliviei rotorice, motorul funcționînd ca unul monofazat cu spiră în scurtcircuit, avînd tendința de rotire a rotorului spre viteza de sincronism corespunzătoare mașinii bipolare (3000 rot/min la o frecvență de 50 Hz). La trecerea prin valoarea de 500 rot/min (corespunzător numărului de 6 perechi de poli) rotorul intră în sincronism.

Prezența spirei în scurtcircuit la aceste motoare mărește costul și constituie o sursă de pierderi importante de putere, micșorînd randamentul.

Observații

Motoarele sincrone reactive pot funcționa și la viteza egală cu multipli ai vitezei sincrone. Justificarea teoretică a acestui fenomen se bazează pe faptul că în spectrul curentului apar componente de frecvențe ridicate, multipli ai frecvenței de

14 Comanda nr. 31271

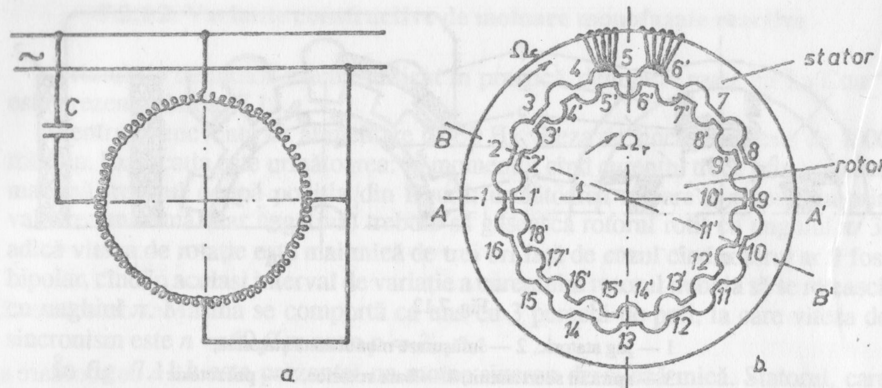


Fig. 7.13.

alimentare, care pot duce la condiţii de conversie electromecanică la viteze egale cu multipli ai vitezei sincrone. În cazul cînd maşina este alimentată cu un curent care cuprinde şi o componentă continuă, sînt îndeplinite condiţiile de conversie electromecanică şi la o viteză egală cu jumătate din viteza de sincronism (semisincronă) (38). De asemenea, motoarele monofazate pot funcţiona şi la viteze diferite de cea sincronă şi reglabile, dacă se înseriază cu maşina un condensator. În anumite condiţii motorul reactiv monofazat poate porni fără înfăşurare rotorică în scurtcircuit.[39]

M o t o r u l   s i n c r o n   r e a c t i v   „a u t o r e d u c t o r" reprezintă o variantă de motor care permite obţinerea unor viteze reduse, fără utilizarea unui reductor mecanic. Statorul, din tole, prezintă pe periferia interioară, fig. 7.13.*b*, crestături deschise şi o înfăşurare în inel, conectată la reţea după schema din fig. 7.13.*a*, astfel încît se obţine un cîmp magnetic învîrtitor bifazat. Rotorul, de asemenea din tole, are un număr de crestături deschise la periferia dinspre stator, numărul lor fiind diferit de cel al statorului, $Z_R \neq Z_S$. De obicei diferenţa acestor numere este 2.

În cazul de faţă $Z_s = 16$, $Z_r = 18$.

Să presupunem că în momentul $t = 0$, cîmpul magnetic creat de înfăşurarea statorică este maxim în axa orizontală *AA'*; rotorul se orientează în aşa fel încît pe această direcţie să fie un traseu de reluctanţă minimă, adică dinţii 1' şi 10' se vor găsi în dreptul dinţilor 1, respectiv 9, ai statorului. Dacă cîmpul statoric se roteşte cu viteza $\Omega_c = 2\pi f$, atunci el va ajunge maxim pe direcţia *BB'*, după un timp:

$$t = \frac{\alpha_s}{\Omega_c} = \frac{2\pi/Z_s}{\Omega_c} \tag{7.90}$$

Pe direcţia *BB'* se obţine un traseu de reluctanţă minimă, dacă rotorul s-a rotit cu un unghi egal cu diferenţa unghiulară dată de diferenţa paşilor, adică dacă 2 – 2' şi 10 – 11' ajung faţă în faţă. Deci:

$$\Delta\alpha = \frac{2\pi}{Z_s} - \frac{2\pi}{Z_r} \tag{7.91}$$

Viteza de rotire a rotorului rezultă din (7.90) şi (7.91), anume

$$\Omega_r = \frac{\Delta\alpha}{t} = Z_s\Omega_c\left(\frac{Z_r - Z_s}{Z_r Z_s}\right) = \Omega_c \cdot \frac{Z_r - Z_s}{Z_r} = \frac{2\pi f(Z_r - Z_s)}{Z_r} \tag{7.92}$$

De exemplu, pentru $Z_r = 500$ şi $Z_s = 498$, la $f = 50$ Hz, rezultă

$$n = \frac{\Omega r}{2\pi} = 50\,\frac{500 - 498}{500} = \frac{1}{5}\,[\text{rot/s}] = 12\,[\text{rot/min}]$$

În cazul cînd se dispune de o reţea trifazată, alimentarea înfăşurării statorului se realizează la trei puncte plasate la unghiuri de $2\pi/3$ rad. între ele (de la fiecare dintre fazele reţelei) încît statorul va crea cîmp magnetic învîrtitor.

În vederea obţinerii unor viteze mai mici se realizează rotorul tot sub forma unui inel şi cu crestături interioare, iar în interiorul său un al doilea rotor cu crestături la periferia exterioară.

Se realizează astfel o reducere a vitezei în două trepte.

Există unele construcţii speciale care utilizează şi magneţi permanenţi în vederea creşterii cuplului.

7.2.2. MOTOARE SINCRONE REACTIVE TRIFAZATE

După cum se ştie, motorul sincron poate funcţiona chiar şi în condiţiile cînd curentul de excitaţie este nul, dacă rotorul prezintă poli aparenţi. Performanţele acestui motor depind de diferenţa dintre reactanţele pe cele două axe ale maşinii. Studiul acestei maşini se poate face pornind de la ecuaţiile şi diagramele maşinii sincrone cu poli aparenţi, particularizate pentru $I_e = 0$, deci $E_{f0} = 0$.

Ecuaţia unei faze statorice devine în acest caz

$$\underline{U} = jX_{ad}\underline{I}_{ad} + jX_{aq}\underline{I}_{aq} + jX_{\sigma}\underline{I}_a + R\underline{I}_a, \tag{7.93}$$

iar diagrama în complex este prezentată în fig. 7.14.

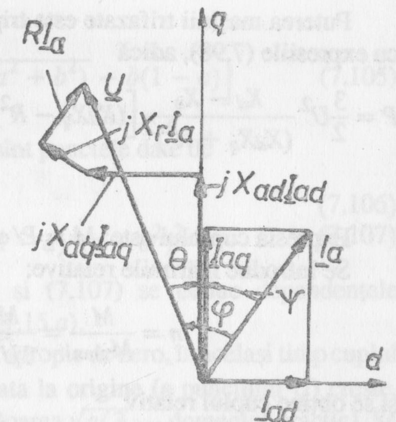


Fig. 7.14.

Proiectînd mărimile pe cele două axe: *q*, respectiv *d*, obţinem:

$$\begin{cases} U\cos\theta = X_{ad}I_{ad} + X_{\sigma}I_a\sin\Psi + RI_a\cos\Psi \\ U\sin(-\theta) = X_{aq}I_{aq} + X_{\sigma}I_a\cos\Psi - RI_a\sin\Psi \end{cases} \tag{7.94}$$

Totodată:

$$\begin{cases} I_a \sin \Psi = I_{ad}\,, & I_a \cos \Psi = I_{aq} \\ X_{ad} + X_\sigma = X_d\,, & X_{aq} + X_\sigma = X_q \end{cases} \tag{7.95}$$

încît, relațiile (7.94) devin:

$$\begin{cases} U \cos \theta = X_d I_{ad} + R I_{aq} \\ U \sin(-\theta) = -R I_{ad} + X_q I_{aq} \end{cases} \tag{7.96}$$

Puterea electromagnetică a mașinii se scrie ca diferență între puterea absorbită de la rețea și pierderile prin efect Joule-Lenz, adică pentru o fază se obține

$$\begin{aligned} P_1 &= U I_a \cos \varphi - R I_a^2 = U I_a \cos(\Psi - \theta) - R I_a^2 = \\ &= U I_a \cos \Psi \cos \theta - U I_a \sin \Psi \sin(-\theta) - R I_a^2 = \\ &= U \cos \theta I_{aq} - U \sin(-\theta) I_{ad} - R(I_{aq}^2 + I_{ad}^2) \end{aligned} \tag{7.97}$$

Folosind relațiile (7.96), se obțin componentele curentului, adică:

$$I_{ad} = U \frac{X_q \cos \theta - R \sin(-\theta)}{X_d X_q + R^2}, \quad I_{aq} = U \frac{X_d \sin(-\theta) + R \cos \theta}{X_d X_q + R^2} \tag{7.98}$$

Introducînd (7.96) în (7.97), se ajunge la:

$$P_1 = (X_d - X_q) I_{ad} I_{aq} \tag{7.99}$$

Puterea mașinii trifazate este triplul puterii P_1, în care se înlocuiesc I_{ad} și I_{aq} cu expresiile (7.98), adică

$$P = \frac{3}{2} U^2 \frac{X_d - X_q}{(X_d X_q + R^2)^2} \left[(X_d X_q - R^2) \sin(-2\theta) - 2R(X_d + X_q) \sin^2 \theta + 2R X_q \right] \tag{7.100}$$

Expresia cuplului este: $M = P/\omega$, deducîndu-se din (7.100).

Se introduc mărimile relative:

$$m = \frac{M}{M_{\max}} = \frac{M\omega}{3U^2/2} X_d\,, \; a = \frac{X_q}{X_d}\,, \; b = \frac{R}{X_d} \tag{7.101}$$

și se obține cuplul relativ

$$m = \frac{1-a}{(a+b^2)^2} \left[(a - b^2) \sin(-2\theta) - 2b(1+a) \sin^2 \theta + 2ab \right] \tag{7.102}$$

În cazul particular $R = 0$ $(b = 0)$ se obține

$$m = \frac{1-a}{a} \sin(-2\theta) = \frac{X_d - X_q}{X_q} \sin(-2\theta), \tag{7.103}$$

variația $m = f(\theta)$ fiind dată în fig. 7.15.*a*, pentru $a = 0{,}5$.

În cazul general, $R \neq 0$, valabil pentru motoarele trifazate reactive de mică putere (cele mai frecvente în practică), dependența (7.102) este mai complicată, iar

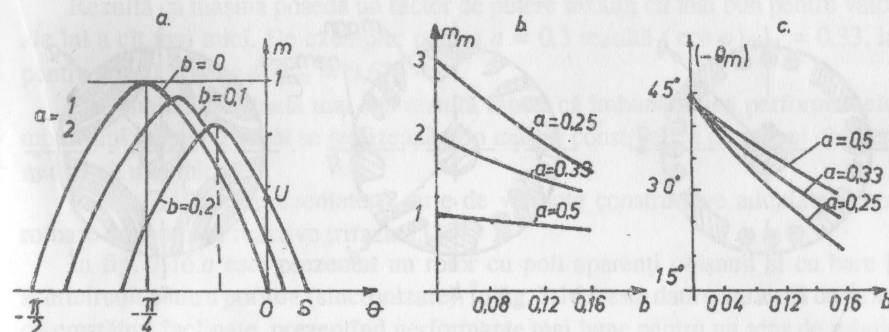


Fig. 7.15.

valoarea maximă a cuplului nu mai corespunde la $\theta = -\pi/4$, conform relației (7.103), ci la o valoare dedusă din condiția:

$$\begin{gathered} \frac{dm}{d\theta} = 0, \; -2(a - b^2) \cos 2\theta + 2b(1+a) \sin(-2\theta) = 0 \\ \operatorname{tg}(-2\theta_m) = \frac{a - b^2}{b(1+a)}, \end{gathered} \tag{7.104}$$

iar valoarea maximă a cuplului este

$$m_m = \frac{1-a}{(a+b^2)^2} \left[\sqrt{(1+b^2)(a^2+b^2)} - b(1-a) \right] \tag{7.105}$$

Intersecțiile curbelor $m = f(\theta)$ cu axele sînt punctele date de

$$(S) \; m = 0\,, \quad \operatorname{tg}(\theta) = b \tag{7.106}$$

$$(U) \; \theta = 0\,, \quad m = 2ab(1-a)/(a+b^2)^2 \tag{7.107}$$

Din relațiile (7.104), (7.105), (7.106) și (7.107) se deduc dependențele $m = f(\theta)$ pentru $a = 0{,}5$ și $b =$ variabil (fig. 7.15.*a*).

O dată cu creșterea lui b unghiul $(-\theta_m)$ se apropie de zero, în același timp cuplul maxim corespunzător se micșorează. Ordonata la origine (a punctului U) crește, pentru valori crescătoare ale lui b (pînă la valoarea $\sqrt{a/3}$ — domeniul practic). Se poate aprecia că performanțele mașinii scad cu creșterea rezistenței statorice.

În fig. 7.15.*b* se reprezintă dependența cuplului maxim relativ dat de relația (7.105) funcție de b pentru diverse valori ale lui a. Cuplul maxim este cu atît mai mare cu cît a este mai mic, deci cu cît diferența dintre X_d și X_q este mai pronunțată.

În fig. 7.15.*c* se reprezintă dependența unghiului $(-\theta_m)$ în funcție de b pentru valori constante ale lui a (rel. 7.104).

Întrucît pentru caracterizarea comportării motorului sincron reactiv interesează și factorul de putere, se va deduce valoarea sa pentru cazul particular al neglijării rezistenței R, deci $b = 0$.

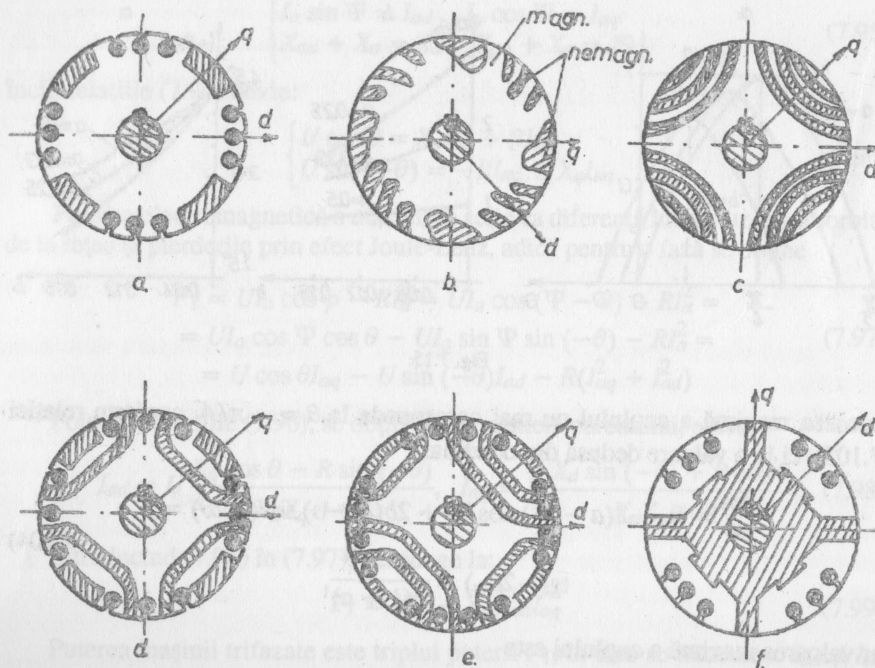


Fig. 7.16.

Din relațiile (7.96) se obțin curenții

$$I_{ad} = U\cos\theta / X_d\,,\quad I_{aq} = U\sin(-\theta)/X_q, \tag{7.108}$$

iar factorul de putere se definește ca raport între puterea activă, egală în acest caz cu P_1, rel. (7.99) și puterea aparentă pe fază, $S_1 = UI_a$. Se poate scrie

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{(X_d - X_q)I_{ad}I_{aq}}{U\sqrt{I_{ad}^2 + I_{aq}^2}} = \frac{\sin(-2\theta)(1-a)}{2\sqrt{(1-a^2)\sin^2\theta + a^2}}, \tag{7.109}$$

unde s-au introdus relațiile (7.108) și (7.101).

Valoarea maximă a factorului de putere se obține pentru unghiul θ_c dat de relațiile:

$$\cos 2\theta_c = \frac{1-a}{1+a},\quad \sin^2\theta_c = \frac{a}{1+a},\quad \sin(-2\theta_c) = \frac{2\cdot\sqrt{a}}{1+a} \tag{7.110}$$

care, introduse în (7.109), conduc la

$$(\cos\varphi)_{\max} = \frac{1-a}{1+a} \tag{7.111}$$

Rezultă că mașina posedă un factor de putere maxim cît mai bun pentru valori ale lui a cît mai mici. De exemplu: pentru $a = 0{,}5$ rezultă $(\cos\varphi)_{\max} = 0{,}33$, iar pentru $a = 0{,}2$; $(\cos\varphi)_{\max} = 0{,}67$

Din analiza efectuată mai sus rezultă faptul că îmbunătățirea performanțelor motorului reactiv trifazat se realizează prin măsuri constructive cu scopul obținerii unui a cît mai mic.

În fig. 7.16 sînt prezentate o serie de variante constructive adoptate pentru rotoare de motoare reactive trifazate.[39]

În fig. 7.16.*a* este prezentat un rotor cu poli aparenți obișnuit și cu bare în scurtcircuit pentru pornire (sincronizare). În fig. 7.16.*b* este dată o variantă de motor cu crestături înclinate, prezentînd performanțe mai bune pentru un sens de rotație. Rotorul se realizează din tole obișnuite stanțate corespunzător, împachetate pe ax, după care se toarnă materialul nemagnetic (aliaje de cupru sau aluminiu). În fig. 7.16.*c* este prezentat un rotor anizotrop realizat prin altă tehnologie decît cea obișnuită (rotor secționat). În fig. 7.16.*d* și *e* sînt prezentate variante de rotoare cu bariere nemagnetice (sau cu canale interne de sincronizare). În fig. 7.16.*f* se prezintă un rotor segmentat, segmentele feromagnetice fiind consolidate de materialul neferomagnetic interior.

Pornirea motoarelor sincrone reactive trifazate se realizează în asincron. Stabilitatea în funcționare este asigurată de barele amortizoare aflate în polii aparenți. Reglajul vitezei motoarelor sincrone reactive se face prin modificarea frecvenței de alimentare, de obicei la raport U/f = constant sau la curent constant.

Pentru îmbunătățirea performanțelor energetice ale acestor motoare se adoptă construcții hibride, în rotor introducîndu-se și magneți permanenți (de obicei ferite).

7.3. MAȘINI SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI

În ultima vreme, o dată cu dezvoltarea producției de magneți permanenți cu performanțe îmbunătățite, s-a trecut pe scară largă la folosirea lor în excitarea mașinilor sincrone. Această soluție conduce la o serie de avantaje importante cum ar fi: construcție simplă — fără contacte alunecătoare și înfășurare de excitație, fiabilitate sporită, dimensiuni și greutăți specifice reduse, randament mai bun, etc. În anumite condiții motoarele cu magneți permanenți pot funcționa la $\cos\varphi = 1$ sau chiar capacitiv, ceea ce constituie un avantaj important în comparație cu cele reactive sau asincrone. Motoarele cu magneți permanenți se utilizează în acționări de viteză reglabilă, fiind alimentate prin convertizoare de frecvență, în industria chimică sau textilă, în medicină, cinematografie, sisteme automate, etc.

7.3.1. CONSTRUCȚIA MAȘINILOR SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI

Statorul mașinilor sincrone cu m.p. este similar cu al mașinilor asincrone, prezentînd o înfășurare mono-, bi- sau trifazată. Această înfășurare este introdusă

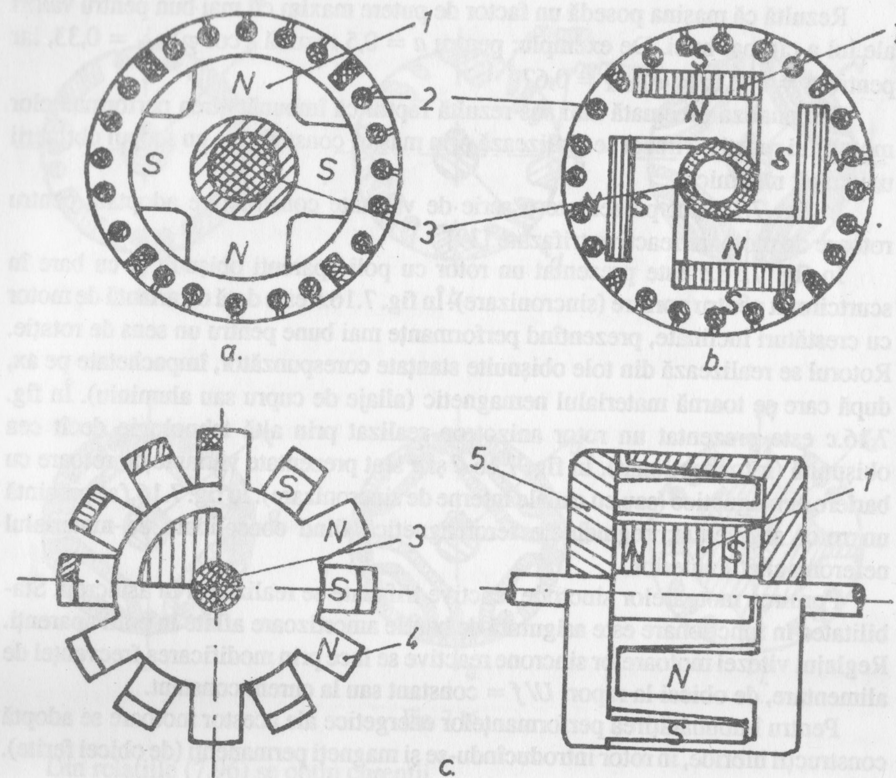


Fig. 7.17.
1 — magnet permanent, 2 — bare rotorice, 3 — butuc neferomagnetic,
4 — gheară masivă, 5 — şaibă feromagnetică masivă

în crestături sau poate fi concentrată în jurul unor poli aparenţi, mai ales la generatoare sincrone.

Rotorul prezintă o mare diversitate constructivă din care se pot distinge variantele: în construcţie normală (cu poli aparenţi şi colivie de pornire) (fig. 7.17.*a*,*b*), cu poli gheară (fig. 7.17.*c*).[12], [40], [42].

În fig. 7.17.*a*, roata polară-magnet permanent plasată pe un butuc neferomagnetic poartă la exterior o coroană lamelară, în care sînt turnate barele, din *Al*, *Cu* sau aliaje , scurtcircuitate.

În fig. 7.17.*b* este prezentat un rotor din tole, în care sînt ştanţate locaşurile unde se introduc pastilele din magneţi permanenţi precum şi barierele de flux şi crestăturile barelor înfăşurării în colivie. Magneţii sînt protejaţi astfel de cîmpurile puternice de reacţie create de stator. În fig. 7.17.*c*, magnetul permanent are o formă de coroană cilindrică, magnetizată axial. Cele două şaibe feromagnetice masive prezintă gheare care constituie polii maşinii. Cîmpul magnetic iese dintr-o gheară *N*, traversează întrefierul, o porţiune a statorului, alt întrefier şi se închide prin gheara vecină *S*. Prezenţa magnetului axial exclude posibilitatea demagnetizării sale datorită cîmpurilor de reacţie ale statorului. Ghearele masive permit pornirea acestor motoare datorită curenţilor turbionari induşi, întocmai ca la motoarele asincrone cu rotor masiv.

Construcţia în formă de gheare este adoptată şi la unele alternatoare de autovehicule, cu diferenţa că în locul magnetului permanent se foloseşte o înfăşurare concentrată, cu spire realizate concentric cu butucul, înfăşurarea respectivă fiind alimentată prin 2 inele -perii de la un acumulator. Curentul de excitaţie este reglat, menţinut între anumite limite, funcţie de turaţie şi de sarcină, de către un regulator automat.

7.3.2. ECUAŢIILE ŞI CARACTERISTICILE MAŞINILOR SINCRONE CU MAGNEŢI PERMANENŢI

Ecuaţiile maşinilor sincrone cu m.p. se deduc din rel. 7.26 cu diferenţa că magnetul permanent se înlocuieşte cu o înfăşurare cu rezistenţă nulă, $R_e = 0$, parcursă de un curent continuu echivalent, constant I_e, fluxul corespunzător acestui magnet permanent produce prin rotaţie numai o tensiune indusă notată cu E_{f0}, adică $E_{f0} = -\omega M_e I_e/\sqrt{3}$ este valoarea efectivă pe fază a acestei tensiuni (rel. 7.12). În regim staţionar de funcţionare la sincronism ($s = 0$) ecuaţiile (7.26), particularizate pentru maşina cu magneţi permanenţi, devin

$$\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_Q & 0 & 0 \\ -M_e\omega & -M_D\omega & 0 & R & -L_d\omega \\ 0 & 0 & M_Q\omega & L_q\omega & R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_e \\ 0 \\ 0 \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \tag{7.112}$$

Introducînd notaţiile, conform §7.1.2.1, se deduc ecuaţiile mărimilor de fază:

$$\begin{cases} U \cos\theta_0 = E_{f0} + RI\cos(\theta_0 + \varphi) + X_d I \sin(\theta_0 + \varphi) \\ U \sin\theta_0 = -X_q I \cos(\theta_0 + \varphi) + RI \sin(\theta_0 + \varphi) \end{cases} \tag{7.113}$$

Pentru unghiuri $\theta_0 > 0$ şi $\varphi \approx \pi$, cînd maşina este în regim de generator, se poate obţine cuplul care va rezulta negativ, după rel. (7.33).

Cuplul mediu, pentru o fază a maşinii, va fi:

$$M_1 = \frac{E_{f0}}{\omega} I_{aq} - \frac{X_d - X_q}{\omega} I_{ad} I_{aq} \tag{7.114}$$

unde:

$$I_{aq} = I\cos(\theta_0 + \varphi); \; I_{ad} = I \sin(\theta_0 + \varphi) \tag{7.115}$$

Din ecuaţiile (7.113) se obţin curenţii:

$$I_{ad} = \frac{U(X_q \cos\theta_0 + R \sin\theta_0) - X_q E_{f0}}{X_d X_q + R^2}, \quad I_{aq} = \frac{U(R \cos\theta_0 - X_d \sin\theta_0) - R E_{f0}}{X_d X_q + R^2} \tag{7.116}$$

Introducînd rel. (7.116) în (7.114) obţinem:

$$M_1 = \frac{X_d - X_q}{\omega(X_d X_q + R^2)^2} \cdot \left\{ \frac{U^2}{2} \left[(X_d X_q - R^2) \sin 2\theta_0 + 2R(X_d \sin^2\theta_0 - X_q \cos^2\theta_0) \right] - R X_q E_{f0}^2 + U E_{f0} \left[2 X_q R \cos\theta_0 + (R^2 - X_d X_q) \sin\theta_0 \right] \right\} + \frac{U E_{f0}(R \cos\theta_0 - X_d \sin\theta_0) - R E_{f0}^2}{\omega(X_d X_q + R^2)} \tag{7.117}$$

Pentru maşina trifazată cuplul este $M_e = 3M_1$.

Expresia generală a cuplului (7.117) se poate particulariza pentru cazul cînd rotorul este neted, iar $X_d = X_q = X_s$, astfel

$$M_e = \frac{3}{\omega} \frac{U E_{f0}(R \cos\theta_0 - X_s \sin\theta_0) - R E_{f0}^2}{X_s^2 + R^2} \tag{7.118}$$

Dacă $\theta_0 < 0$, se obţine în cazul particular $R \approx 0$,

$$M_e = \frac{3 U E_{f0}}{\omega X_s} \sin |\theta_0|, \tag{7.119}$$

adică un cuplu pozitiv de motor sincron „excitat", dat de către un magnet permanent.

Pe baza expresiei (7.118) a cuplului se pot trasa caracteristicile unghiulare ale maşinii: $M_e = f(\theta_0)$. Valoarea maximă a cuplului, pentru o anumită tensiune U_N şi o anumită mărime a fluxului magnetului polar, încît: $E_{f0} = U_N$ depinde de rezistenţa înfăşurării statorului.

Introducînd valoarea relativă a cuplului şi a rezistenţei ,

$$m = \frac{M_e}{M_{max}}, \; M_{max} = \frac{3U_N^2}{\omega X_s} \text{ iar } b = \frac{R}{X_s}, \tag{7.120}$$

se obţine

$$m = \frac{b \cos|\theta_0| + \sin|\theta_0| - b}{1 + b^2} \tag{7.121}$$

Valoarea maximă a cuplului se obţine pentru

$$\mathrm{ctg}|\theta_0| = b, \; m_{max} = \frac{1 - b/\sqrt{1 + b^2}}{\sqrt{1 + b^2}} \tag{7.122}$$

De asemenea, pentru $b = 0$ rezultă

$$m = \sin|\theta_0|, \tag{7.123}$$

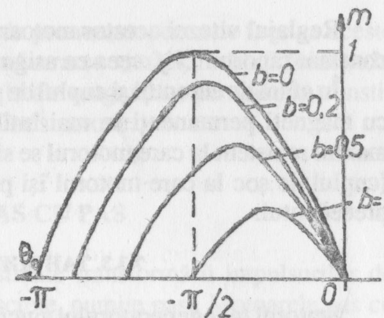


Fig. 7.18.

iar pentru $\theta = 0$, rezultă $m = 0$, indiferent de b.

În fig. 7.18 s-au trasat caracteristicile unghiulare $m = f(\theta_0)$ pentru regimul de motor, luîndu-se în considerare diverse valori ale lui b.

Cuplul maxim al motorului şi zona de funcţionare stabilă se diminuează o dată cu creşterea rezistenţei statorice.

Din relaţia (7.118) se mai deduce faptul că, pentru rezistenţe statorice mici, cuplul maxim creşte o dată cu E_{f0}, adică se obţin performanţe bune, dacă magneţii permanenţi posedă inducţii remanente cît mai mari. Motoarele cu magneţi permanenţi lucrează cu o capacitate de suprasarcină de 1,5 — 2, dacă unghiul intern are valori de 30° — 40°.

Pornirea motoarelor sincrone se face în asincron, de aceea în proiectarea coliviei de pornire trebuie să se aibă în vedere condiţiile concrete de pornire: la sarcini reduse sau la sarcini mari. Curenţii de pornire ajung, la fel ca la motoarele asincrone, pînă la 6 — 8 ori valoarea nominală, fapt care conduce, datorită cîmpului puternic produs, la demagnetizarea magneţilor. Din acest motiv se iau măsuri de ecranare a magneţilor, după locul de plasare a coliviei, precum şi o stabilizare artificială a magneţilor.

Un fenomen specific motoarelor sincrone, cu magneţi permanenţi are loc în situaţia pornirii. Astfel, la alunecări mari, fluxul magnetic continuu al rotorului induce în înfăşurările statorului tensiuni de frecvenţă joasă, care creează în circuitul înfăşurare-sursă curenţi importanţi, deoarece reactanţa înfăşurării este mică, iar a sursei neglijabilă. Curenţii care se închid prin stator, de frecvenţă variabilă cu viteza de rotaţie, creează un cuplu de pornire destul de puternic, de semn contrar, care duce la obţinerea unei variaţii $M = f(s)$ (fig. 7.19) cu o „şea" în zona alunecărilor mari. Există astfel posibilitatea ca motorul să nu ajungă la sincronism, dacă pe arbore se află un cuplu rezistent mai mare decît minimul obţinut pe caracteristica de pornire, M_{min}.

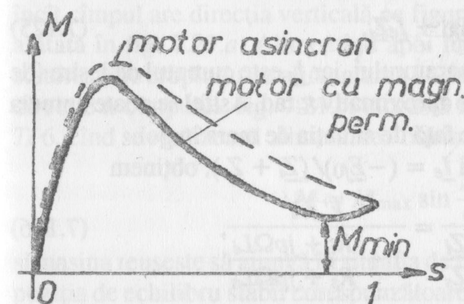


Fig. 7.20.

Pentru evitarea acestei situaţii se proiectează maşina subexcitată astfel încît tensiunea indusă la pornire să nu depăşească anumite valori.

Pornirea motorului sincron cu m.p. se studiază cu ajutorul ecuaţiilor generale, deduse din rel. 7.26.

Motoarele sincrone, excitate cu magneţi permanenţi alimentate de convertizoare statice de frecvenţă, prezintă avantajul pornirii la frecvenţă redusă în plină sarcină, cu curenţi menţinuţi în limite impuse.

Reglajul vitezei acestor motoare se face prin frecvenţă, caz în care se menţine constant raportul U/f, ceea ce asigură un flux constant în maşină.

În afară de curentul şi cuplul de pornire, printre datele de catalog ale motoarelor cu magneţi permanenţi se mai întîlnesc: cuplul de intrare în sincronism (cuplul maxim rezistent la care motorul se sincronizează) şi cuplul de ieşire din sincronism (cuplul de şoc la care motorul îşi pierde sincronismul), de obicei mai mare decît precedentul.

7.3.3. TAHOGENERATOARE SINCRONE

Statorul tahogeneratorului sincron cuprinde o înfăşurare monofazată, de obicei plasată în crestături sau concentrată în jurul unor poli aparenţi. Rotorul, cu poli din magneţi permanenţi de polarităţi alternative (fig. 7.20), este solidar cu organul mobil, a cărui viteză n trebuie evaluată. Valoarea efectivă a tensiunii induse la gol în înfăşurarea statorică este

$$E_{f0} = 4{,}44\, f k_b N \Phi_e = 4{,}44 \frac{pn}{60} k_b N \Phi_e = k_e n = k'_e \Omega, \tag{7.124}$$

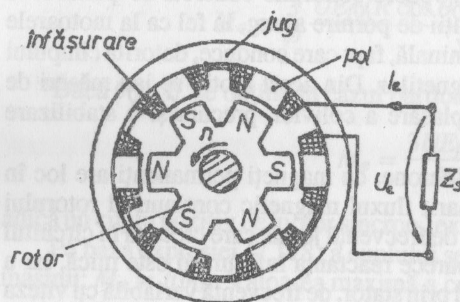


Fig. 7.20.

adică este proporţională cu viteza, în condiţiile cînd fluxul de excitaţie Φ_e rămîne constant.

Frecvenţa tensiunii E_{f0} este dependentă de viteză, $f = pn/60$.

La funcţionarea în sarcină, caracterizată prin impedanţa $\underline{Z}_s$, apare o abatere a caracteristicii $U_e = f(n)$ de la liniaritate, pe de o parte datorită faptului că intervine reacţia indusului şi căderea de tensiune internă, iar pe de altă parte tensiunea indusă precum şi reactanţele internă şi de sarcină depind de viteza de rotaţie n.

Ecuaţia de tensiuni se poate scrie în formă simplificată

$$\underline{U}_e = \underline{E}_{f0} + \underline{I}_e \underline{Z}_i, \tag{7.125}$$

unde $\underline{Z}_i$ este impedanţa internă a tahogeneratorului, iar $\underline{I}_e$ este curentul de ieşire (de sarcină) defazat faţă de $\underline{E}_{f0}$ la un unghi de aproximativ π rad. Astfel se poate aprecia că în sarcină modulul tensiunii $\underline{U}_e$ scade faţă de situaţia de mers în gol.

Avînd în vedere expresia curentului $\underline{I}_e = (-\underline{E}_{f0})/(\underline{Z}_i + \underline{Z}_s)$, obţinem

$$\underline{U}_e = -\underline{Z}_s \underline{I}_e = \frac{\underline{E}_{f0}}{1 + \dfrac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_s}} = \frac{k'_e \Omega}{1 + \dfrac{R_i + jp\Omega L_i}{R_s + jp\Omega L_s}}, \tag{7.126}$$

unde: R_i, L_i respectiv R_s, L_s sînt parametrii înfăşurării statorului respectiv al sarcinii. S-a considerat $\underline{E}_{f0}$ drept origine de fază. Expresia (7.126) arată că erorile

de liniaritate sînt, în anumite condiţii, destul de pronunţate, ceea ce face ca aceste tahogeneratoare să fie folosite numai pentru măsurarea vitezei, fără a fi folosite în sisteme automate. Demagnetizările accidentale ale magneţilor permanenţi constituie o nouă sursă de erori ale tahogeneratoarelor sincrone.

7.4. MOTOARE PAS CU PAS

Motoarele sincrone pas cu pas sînt destinate transformării impulsurilor de curent, în deplasări unghiulare sau liniare discrete, numite paşi. Motoarele pas cu pas pot îndeplini funcţia de decodificator al semnalelor liniare, utilizate în tehnica comenzilor numerice, permiţînd realizarea unor sisteme automate discrete fără necesitatea prezenţei unei legături de reacţie. Această proprietate se bazează pe faptul că se stabileşte o corespondenţă riguroasă, univocă între informaţia primită sub formă de impulsuri şi deplasarea sau numărul de paşi pe care îi execută rotorul.

Motoarele pas cu pas şi-au găsit, largă aplicare în sistemele de comandă automată pe bază de program la acţionările maşinilor-unelte, la mecanismele şi dispozitivele din comanda perifericelor calculatoarelor, la înregistratoarele X-Y, în tehnica rachetelor, în instalaţiile de telemetrare cu memorie, în aparatura de măsurare a timpului, în sisteme de reglaj din reactoarele nucleare, etc.

Avantajele principale ale acestor tipuri de motoare sînt: convertesc direct şi univoc într-o deplasare determinată semnalele electrice fără a fi nevoie de reacţie; au o gamă largă de viteze, mai ales în domeniul valorilor mici, uzual între zero şi cîteva zeci de mii de paşi/sec.; prezintă o revoluţie excelentă a mişcării obiectului reglat, deoarece deplasarea se realizează cu paşi mici; memorează poziţia finală a obiectului reglat, uneori chiar şi după deconectarea de la sursă; sînt perfect compatibile cu tehnica digitală.[13, 41]

7.4.1. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE, CONSTRUCŢIA MOTOARELOR PAS CU PAS

În fig. 7.21 este prezentat un motor cu 6 poli aparenţi pe stator şi cu rotorul bipolar. Dacă se alimentează cu un puls de curent, înfăşurările de pe polii 1 şi 4, încît cîmpul are direcţia verticală pe figură, atunci rotorul se orientează pe direcţia arătată în fig. 7.21.*a*. Alimentînd apoi înfăşurarea de pe polul 2 şi de pe polul 5 statoric (întrerupîndu-se alimentarea bobinelor 1 şi 4), rotorul se va orienta pe noua direcţie a cîmpului, fig. 7.21.*b*. Această rotire este posibilă, întrucît la momentul $T/6$, cînd se realizează alimentarea bobinelor 2 şi 5, cuplul are valoarea

$$M = M_{\max} \sin \frac{2\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2} M_{\max} \tag{7.127}$$

şi maşina reuşeşte să ajungă în situaţia de funcţionare stabilă, rotorul fiind atras spre poziţia de echilibru stabil corespunzătoare alimentării statorului din acestă situaţie. Alimentînd în continuare bobinele statorului conform diagramei 7.21.*d*, se obţine o funcţionare pas-cu-pas a motorului, mărimea pasului fiind $\alpha = \pi/3$ rad., iar numă-

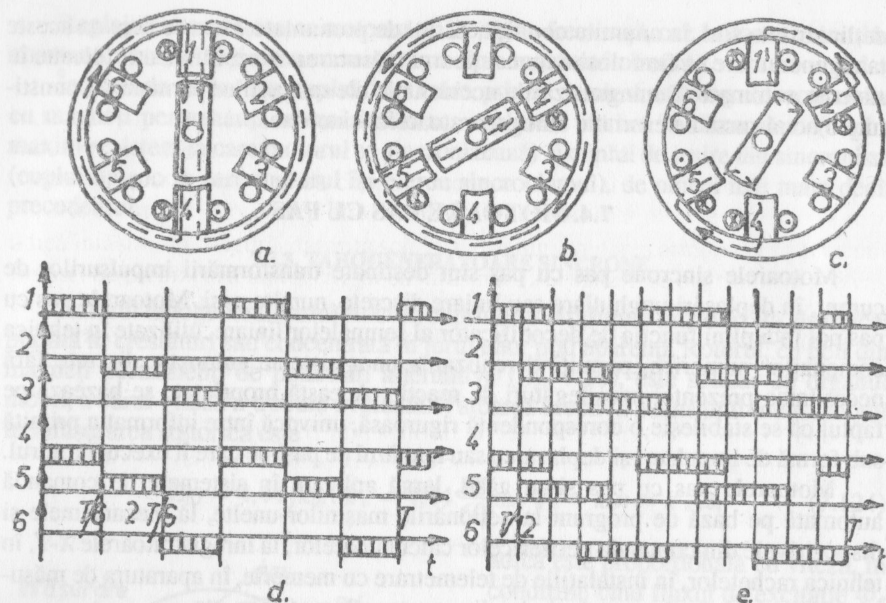


Fig. 7.21.

rul de paşi la o rotaţie completă fiind $n = 2\pi/\alpha = 6$. Viteza de rotaţie a rotorului este invers proporţională cu perioada T sau timpul dintre două semnale succesive (care, de fapt, este semiperioada $T/2$) şi direct proporţională cu frecvenţa impulsurilor aplicate.

În cazul în care impulsurile de curent se aplică la cîte două perechi de poli alăturaţi, de exemplu 1-4 şi 2-5, rotorul mai prezintă încă o poziţie de echilibru stabil, cea prezentată în fig. 7.21.*c*, adică la alimentarea cu succesiunea de impulsuri prezentată în fig. 7.21.*e*, unghiul de pas se reduce la $\pi/6$, ceea ce înseamnă că într-o perioadă rotorul execută 12 paşi. În cazul alimentării după diagrama din fig. 7.21.*e* poziţiile succesive ale rotorului devin 7.21.*c*, 7.21.*b*., ..., etc.

În scopul micşorării unghiului de pas, deci al măririi numărului de paşi pe rotaţie, se foloseşte un rotor tetrapolar, fig. 7.22. La alimentarea înfăşurărilor 1 şi 4 statorice, rotorul se orientează ca în fig. 7.22.*a*. Alimentînd simultan înfăşurările 1-4 şi 2-5, rotorul se orientează în poziţia stabilă, de reluctanţă minimă, ca în fig. 7.22.*b*, efectuînd, în sens contrar acelor de ceasornic, o rotire cu un unghi de $\pi/12$ radiani. Dacă se întrerupe alimentarea bobinelor 1-4, rămînînd alimentate numai bobinele 2-5, se mai obţine o rotire a rotorului cu un pas de $\pi/12$, ajungîndu-se la poziţia 7.22.*c*. În cazul cînd se alimentează numai cîte o pereche de bobine, adică după alimentarea perechii 1-4 (poziţia 7.22.*a*) se alimentează perechea 2-5 (întrerupîndu-se 1-4), rotorul execută o rotire cu $\pi/6$ rad. (fig. 7.22.*c*), adică se execută 12 paşi la rotaţia completă a rotorului. Se poate observa că mărimea pasului depinde

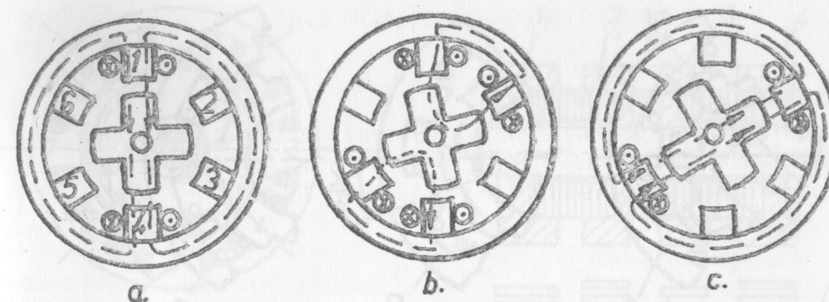
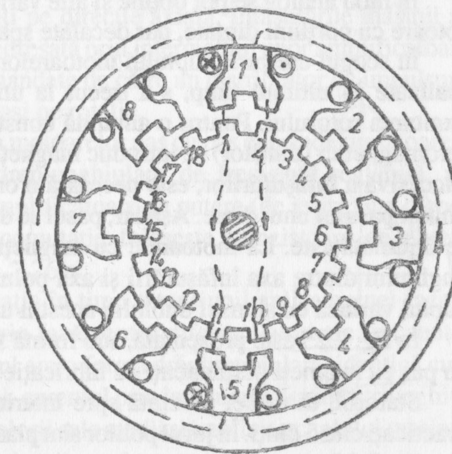


Fig. 7.22.

de numărul de înfăşurări statorice (perechi de poli statorici), de modul de alimentare a înfăşurărilor şi de numărul de perechi de poli rotorici, mai exact de numărul de poziţii de reluctanţă minimă ce se pot realiza pe traseele de închidere a cîmpului statoric.

O micşorare şi mai pronunţată a pasului se poate realiza dacă se creşte numărul de dinţi ai statorului şi ai rotorului, diferenţa dintre ei rămînînd 2, motorul pas cu pas utilizînd astfel principiul motorului reactiv reductor (§7.2.1.2).

O variantă de motor **p a s c u p a s r e d u c t o r** este prezentată în fig. 7.23. Statorul prezintă 8 poli cu înfăşurări; fiecare pol avînd doi dinţi şi o crestătură. Aceşti dinţi au exact acelaşi pas ca şi al dinţilor rotorici, în număr de 18. În momentul alimentării bobinelor statorice de pe polii 1 şi 5 (fig. 7.23) rotorul se orientează pe poziţia de reluctanţă minimă, adică dinţii 1 şi 2 rotorici sînt în dreptul dinţilor statorici ai polului 1, iar dinţii 10 şi 11 sînt în faţa dinţilor polului 5 statoric. Dacă se alimentează înfăşurările 2 şi 6 statorice, rotorul se va roti în sensul acelor de ceasornic, sub acţiunea cîmpului reactiv, încît dinţii 3 şi 4, respectiv 12′ şi 13 — rotorici, se vor afla în faţa dinţilor statorici ai polilor 2 respectiv 6. Unghiul de rotire al rotorului este egal cu diferenţa dintre unghiul la centru corespunzător unei perechi de dinţi ai statorului, $2\pi/8$ şi unghiul corespunzător unei perechi de dinţi ai rotorului $2\pi/9$, adică:
$\alpha = 2\pi(1/8 - 1/9) = 2\pi/72 = 5°$.
La o rotaţie completă se execută un număr de 72 paşi. Teoretic, este posibil să se obţină orice pas, dacă se aleg numere de dinţi convenabile. Creşterea numărului de paşi pe rotaţie are dezavantajul micşorării cuplului mediu al motorului, întrucît la număr mare de dinţi diferenţa dintre reluctanţa minimă şi maximă se micşorează. De asemenea, frecvenţa de comutare la


Fig. 7.23.

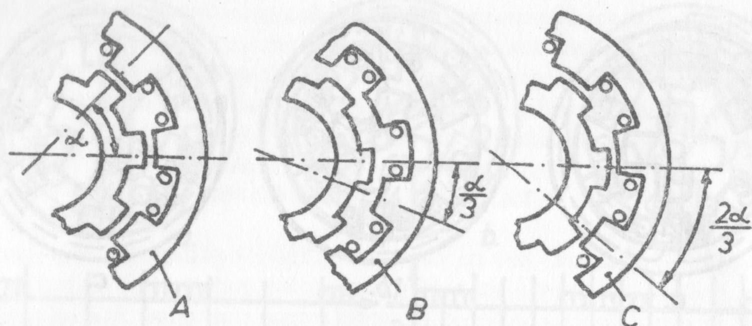


Fig. 7.24.

sursă a înfăşurărilor, pentru obţinerea unor viteze mari de rotaţie, creşte, ori stabilirea curentului în înfăşurare, la o valoare ridicată, este întîrziată de constanta de timp a înfăşurării.

O variantă de motor pas cu pas este prezentată în fig. 7.24. Rotorul este sub forma a trei „roţi dinţate" coaxiale, dinţii celor trei roţi fiind în prelungire (coliniari). Statorul este sub forma a trei „coroane dinţate" la periferia interioară, cu acelaşi pas ca la rotor. Aceste roţi sînt decalate spaţial cu cîte un unghi egal cu 1/3 din unghiul corespunzător la doi dinţi consecutivi. În jurul fiecărui dinte al celor 3 statoare *A*, *B*, *C* se găsesc înfăşurări. Alimentînd înfăşurarea statorului *A*, rotorul (cele trei roţi dinţate solidare pe ax) se orientează ca în fig. 7.24. Întrerupînd alimentarea statorului *A* şi alimentînd statorul *B*, rotorul se va orienta (se va roti cu unghiul $\alpha/3$ în sens orar) încît traseul stator *B* — rotor să prezinte reluctanţa minimă. Dacă se alimentează apoi statorul *C*, rotorul va face o nouă rotaţie cu unghiul $\alpha/3$ în sens orar, încît traseul stator 3 — rotor să prezinte reluctanţă minimă ş.a.m.d.

În mod analog se pot obţine şi alte variante de motoare cu statoare coliniare şi rotoare cu porţiuni dinţate, dar decalate spaţial cu un anumit unghi convenabil.

În scopul creşterii cuplului motoarelor pas cu pas, la cele mai multe variante realizate în ultimul timp, s-a trecut la utilizarea magneţilor permanenţi pentru excitarea rotorului. Pentru o anumită construcţie, la care în locul polilor aparenţi feromagnetici (dinţilor) se introduc magneţi cu polaritate impusă, prin alimentarea succesivă a înfăşurărilor, este necesară o orientare a rotorului cu un unghi egal cu dublul pasului unui dinte. Aşadar, pasul se dublează, deci numărul de paşi de rotaţie se înjumătăţeşte. La motoarele cu magneţi permanenţi cuplul variază cu sinusul unghiului dintre axa înfăşurării şi axa polului, pe cînd la motoarele cu reluctanţă, cuplul variază cu sinusul dublului acestui unghi.

În fig. 7.25 este prezentată, sub formă simplificată, construcţia unui motor pas cu pas cu magneţi permanenţi de fabricaţie indigenă.

Statorul, din tole, prezintă spre interior 8 poli aparenţi, pe fiecare pol fiind practicaţi cîte 5 dinţi. În jurul polilor sînt plasate înfăşurările, conectate după schema din fig. 7.25.*c*, constituind cele patru faze ale motorului. Rotorul cuprinde patru pachete (2-în secţiune-*H* şi 2-în secţiune *U*), care prezintă la periferia exterioară un

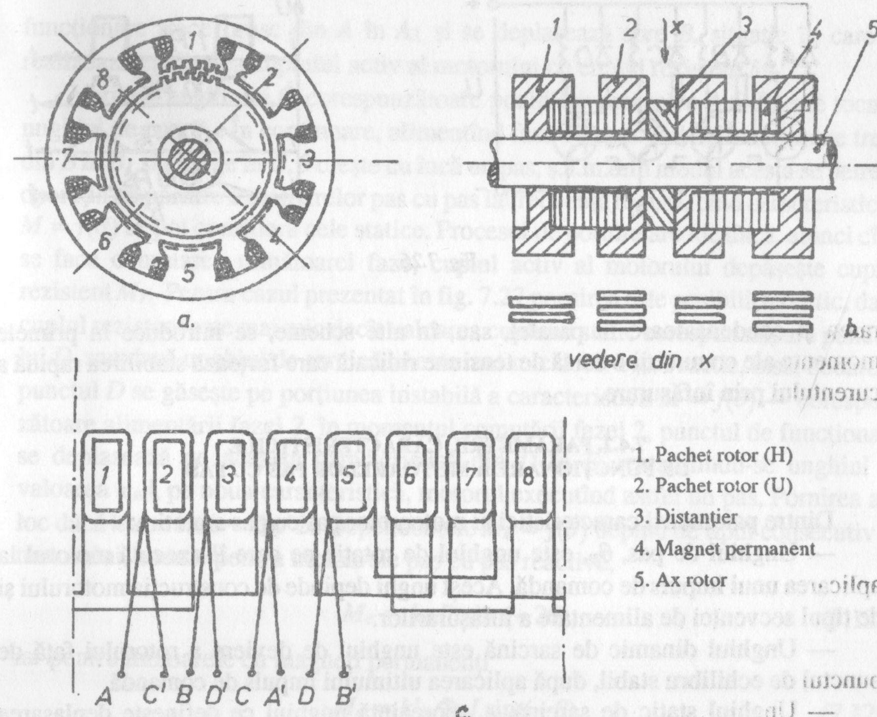


Fig. 7.25.

număr de 50 de dinţi, pachetele fiind astfel dispuse, încît două pachete vecine prezintă un decalaj spaţial de un dinte (fig. 7.25.*b*). Excitaţia rotorului se realizează cu doi magneţi permanenţi magnetizaţi pe direcţie axială. Înfăşurările maşinii se alimentează de la o sursă de tensiune redresată prin intermediul unor amplificatoare de putere cu tranzistoare 2*N* 3055, comandate de către un distribuitor de impulsuri. Motorul realizează un număr de 200 paşi pe rotaţie.

În general, schema de alimentare a motoarelor pas cu pas cuprinde următoarele blocuri: un generator de impulsuri dreptunghiulare de frecvenţă reglabilă, un distribuitor de impulsuri, un bloc de amplificatoare de putere (de ieşire), un dispozitiv de comutaţie. Dispozitivul de comutaţie foloseşte tranzistoare de putere înseriate cu înfăşurările motorului, fig. 7.26.*a*.

În fig. 7.26.*b* este prezentată variaţia în timp a tensiunii aplicate unei faze a maşinii, precum şi forma curentului prin fază pentru diferite valori ale frecvenţei de comutare. La frecvenţe mici curentul are o formă dreptunghiulară, identică cu a tensiunii. O dată cu creşterea frecvenţei, curentul prin înfăşurare devine „triunghiular", ceea ce conduce la o micşorare a valorii sale medii şi implicit a cuplului maşinii. În scopul înlăturării acestui efect negativ, dictat de prezenţa constantei de timp, a înfăşurării, se utilizează circuite auxiliare care cuprind rezistenţe în serie cu înfăşu-

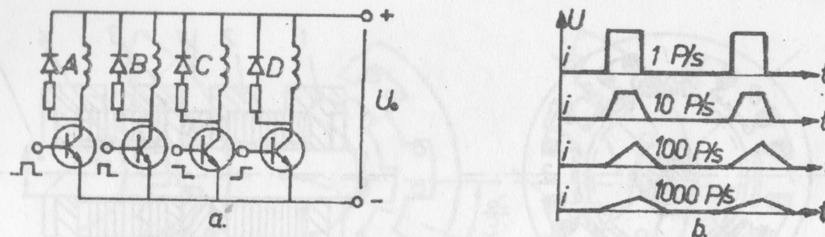


Fig. 7.26.

rarea și condensatoare în paralel, sau, în alte scheme, se introduce în primele momente ale comutării o sursă de tensiune ridicată care forțează stabilirea rapidă a curentului prin înfășurare.

7.4.2. PARAMETRII, CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR PAS CU PAS

Dintre parametrii caracteristici ai motoarelor pas cu pas amintim:

— Unghiul de pas, θ_p, este unghiul de rotație pe care îl execută motorul la aplicarea unui impuls de comandă. Acest unghi depinde de construcția motorului și de tipul secvenței de alimentare a înfășurărilor.

— Unghiul dinamic de sarcină este unghiul de deviere a rotorului față de punctul de echilibru stabil, după aplicarea ultimului impuls de comandă.

— Unghiul static de sarcină, ε, reprezintă unghiul ce definește deplasarea punctului de echilibru stabil, datorită cuplului rezistent pe arbore.

— Cuplul sincronizant maxim, M_s, este valoarea maximă a cuplului rezistent de tip activ, care poate fi aplicat la ax, cînd o fază este alimentată, fără să se producă o rotire continuă a rotorului.

În fig. 7.27 s-au scos în evidență acești parametri. Cînd faza $F1$ este alimentată, echilibrul stabil se obține pentru $\theta = 0$, adică, dacă cuplul rezistent este nul, punctul de funcționare este în originea 0. Pentru un cuplu rezistent M_r de o anumită valoare, se obține o deviație a rotorului, cu unghiul $|\varepsilon|$, punctul de funcționare fiind A. Dacă se aplică rotorului un cuplu rezistent activ crescător, punctul de funcționare se deplasează înspre M și cînd ajunge în M, atunci valoarea sa este egală cu M_s, în continuare funcționarea devenind instabilă. Revenind în punctul A, caracterizat prin unghiul de deviație (sarcină) $|\varepsilon|$ și dacă are loc acum comutarea fazei $F2$ (și întreruperea fazei 1), atunci punctul de

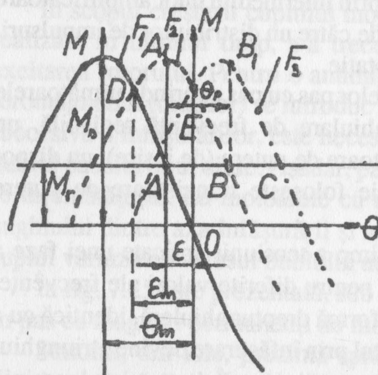


Fig. 7.27.

funcționare trece brusc din A în A_1 și se deplasează spre B, situație în care se realizează egalitatea cuplului activ al motorului cu cuplul rezistent M_r.

Variația unghiului θ, corespunzătoare pozițiilor succesive A și B, este tocmai unghiul de pas, θ_p. În continuare, alimentînd faza $F3$, punctul de funcționare trece din B în B_1 și ajunge în C, θ crește cu încă un pas, ș.a.m.d.În modul acesta se petrece operația de pornire a motoarelor pas cu pas la frecvență redusă, cînd caracteristicile $M = f(\theta)$ se pot considera cele statice. Procesul de pornire are loc dacă, atunci cînd se face comutarea următoarei faze, cuplul activ al motorului depășește cuplul rezistent M_r. Pentru cazul prezentat în fig. 7.27 pornirea este posibilă teoretic, dacă cuplul rezistent este mai mic decît valoarea cuplului static corespunzătoare punctului D, sau dacă unghiul de sarcină $|\varepsilon|$ este mai mic decît $|\varepsilon_m|$. Practic, însă, deoarece punctul D se găsește pe porțiunea instabilă a caracteristicii $M = f(\theta)$ — corespunzătoare alimentării fazei 2, în momentul comutării fazei 2, punctul de funcționare se deplasează pe această caracteristică din D în E, restabilindu-se unghiul la valoarea $|\varepsilon_m|$, pe noua caracteristică, motorul executînd astfel un pas. Pornirea are loc dacă $|\varepsilon_m| < |\theta_m| - |\theta_p/2|$. Dependențele $M_e = f(\theta)$ depind de tipul consecutiv al motorului, anume pentru motoarele pas cu pas reactive,

$$M_e = k_m I^2 \sin(-2\theta), \tag{7.128}$$

iar pentru motoarele cu magneți permanenți

$$M_e = k'_m \Phi_0 I \sin(-\theta), \tag{7.129}$$

unghiurile θ_m fiind $-\pi/4$ respectiv $-\pi/2$.

— Caracteristica limită de pornire definește domeniul cuplu-frecvență de comandă limită, în care motorul poate porni fără pierderi de pași (fig. 7.28).

Caracteristica limită de mers definește domeniul cuplu-frecvență de comandă limită, în care motorul poate funcționa în regim stabilizat fără pierderi de pași (fig. 7.28).

— Frecvența limită de pornire, reprezintă frecvența maximă a impulsurilor de comandă, la care motorul poate porni la un cuplu rezistent dat, M_{AP}, și un cuplu de inerție dat.

— Cuplul limită de pornire reprezintă cuplul rezistent maxim la arbore cu care motorul poate porni, la o frecvență dată. În fig. 7.28, valoarea f_0 este o frecvență de rezonanță mecanică care micșorează valoarea admisă pentru cuplul de mers al motorului.

La frecvențe foarte joase de alimentare, motorul nu se utilizează din cauza oscilațiilor neamortizate ale rotorului în jurul pozițiilor de echilibru stabil. La frecvențe ridicate amortizarea se realizează datorită tensiunilor induse în înfășurări, provocate de mișcarea rotorului. Totodată, la frecvențe mari de alimentare, curenții prin înfășurări au valori medii reduse, din cauza constantei de timp a înfășurării, deci cuplul scade simțitor, iar funcționarea are loc cu pierderi de pași.

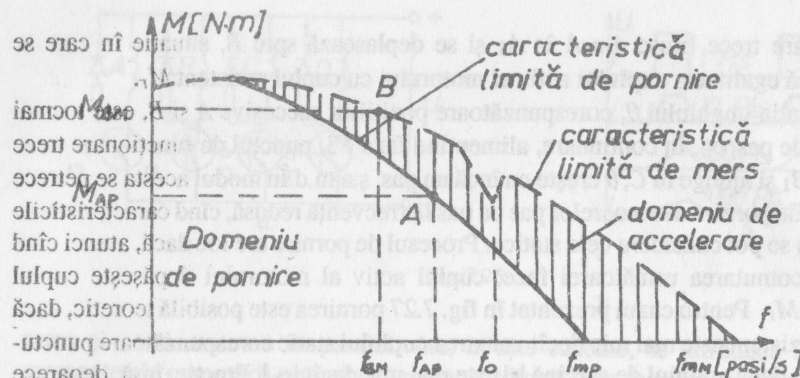


Fig. 7.28.

7.5. MOTOARE SINCRONE CU HISTEREZIS

Motoarele sincrone cu histerezis s-au impus tot mai mult în unele acționări ca: platforme giroscopice, aparate de înregistrare și redare a sunetelor, aparate de măsurare a timpului, sisteme de automatizare în industrie și în cercetare științifică, etc., datorită unor performanțe mai bune comparativ cu alte tipuri de motoare sincrone. Dintre avantajele motoarelor cu histerezis se enumeră: — cuplul de pornire ridicat, fără dispozitive speciale (colivie, de exemplu), ceea ce determină un timp de pornire redus, chiar la momente de inerție mari ale sarcinii; — curent de pornire redus, acesta fiind cu 10 — 20% mai mare decît valoarea sa nominală, de aceea sursa de alimentare nu trebuie să fie supradimensionată în scopul preluării șocurilor la pornire; — construcție simplă, robustă, tehnologie mai simplă decît a motoarelor cu magneți permanenți sau reactive; — greutate specifică scăzută față de motoarele cu reluctanță variabilă, la valori ale puterii sub 200 W.[43]

La baza funcționării acestor motoare stă principiul apariției cuplului de histerezis, corespunzător pierderilor prin histerezis la magnetizarea alternativă a materialelor magnetice din care este confecționat rotorul.

7.5.1. CONSTRUCȚIA, PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR CU HISTEREZIS

Statorul este identic cu al motoarelor sincrone trifazate sau asincrone. Crestăturile statorului sînt semideschise sau închise. Pentru construcțiile cu stator interior și rotor exterior (în scopul măririi momentului de inerție) crestăturile sînt practicate pe periferia exterioară. În crestăturile statorului se plasează înfășurarea trifazată sau bifazată în cazul cînd motorul se alimentează de la rețeaua monofazată, pe una din faze inserîndu-se un condensator. Bobinele statorului se realizează, în general, mecanizat.[44], [13]

Rotorul este realizat total sau parțial din material feromagnetic cu ciclu de histerezis lat (materiale dure). Materialele folosite se împart în trei categorii: —

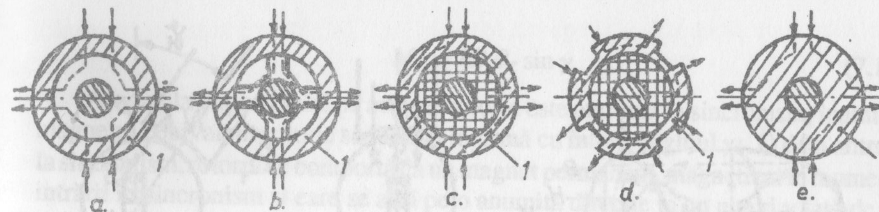


Fig. 7.29.

aliaje deformabile, cu compozițiile *Fe-Co-V* (din care cel mai frecvent este aliajul „vicaloy"), *Fe-Co-Mo* sau *Fe-Ni-Mn*, — oțeluri martensitice, din care fac parte oțelurile cu *Cr* și *W* și care se impun prin prețuri de cost mici, dar și calități slabe, — aliaje turnate sub presiune, pe bază de *Fe*, *Ni*, *Al*, dintre care se cunosc *Alni*, *Alnisi*, *Alnico*, *Magnico* și care se prelucrează prin tehnologii speciale.

În fig. 7.29 sînt prezentate variante de rotoare folosite frecvent în construcția motoarelor cu histerezis, pentru 4 poli:

În fig. 7.29.*a* se prezintă un rotor cu cămașă exterioară din material activ, 1 (cu ciclu de histerezis lat), plasată pe un jug interior feromagnetic. În fig. 7.29.*b* materialul activ este plasat peste o roată polară feromagnetică, în felul acesta liniile de cîmp se închid preferențial, motorul prezentînd și reluctanță variabilă. Uneori roata polară poate fi realizată din magneți permanenți. În fig. 7.29.*c* materialul activ este așezat pe un butuc din material neferomagnetic (*Al*, material plastic, etc.). Cîmpul magnetic se închide, în acest caz, tangențial, comparativ cu celelalte două cazuri precedente, cînd liniile de cîmp erau radiale. În fig. 7.29.*d*, cămașa din material activ prezintă 4 canale echidistante, pe direcția acestora realizîndu-se o reluctanță mai mare. În felul acesta se manifestă și un cuplu suplimentar de reluctanță. În fig. 7.29.*e* rotorul este confecționat numai din material activ.

În variantele prezentate mai sus, materialul activ poate fi masiv, din tole sau bandă, ori din pulbere presată. Întrefierul se ia cît mai mic posibil, în scopul reducerii curentului de magnetizare.

Să presupunem că înfășurarea statorică este conectată la rețea. Dacă inducția creată de înfășurare este alternativă, atunci cîmpul magnetic prin materialul activ este tot alternativ, numai că unda sa rămîne în urmă, în timp, datorită fenomenului de întîrziere cauzat de histerezisul magnetic (fig. 7.30). Evident H are o variație nesinusoidală, atunci cînd B este sinusoidală, dar vom limita discuția numai la fundamentala H_1, care, după cum se observă, rămîne în urmă cu unghiul γ_1.

Sub acțiunea inducției alternative cîmpul magnetic alternativ rotoric, defazat în timp, va conduce la un efect electrocaloric în rotor, puterea consumată fiind proporțională cu suprafața ciclului de histerezis, cu volumul materialului activ, V, și cu frecvența f_1, $P = k_H V f_1$. Materialele cu ciclu de histerezis mai lat au pierderi mai mari, deoarece au unghiuri γ_1 mai mari. În acest caz putem considera că statorul (fig. 7.31.*a*) are la un moment dat polaritatea *N-S*, inducția magnetică fiind orientată

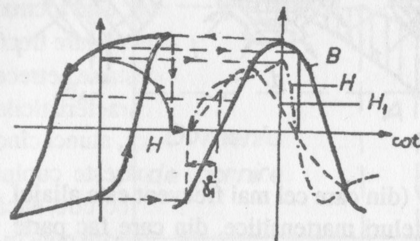


Fig. 7.30.

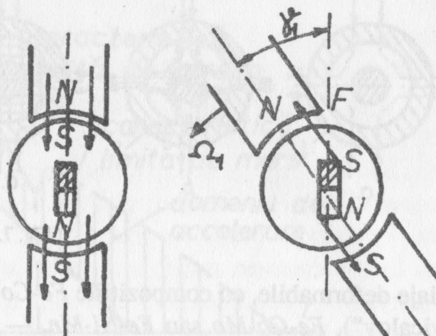


Fig. 7.31.

pe direcţie verticală, iar rotorul este magnetizat pe aceeaşi direcţie, avînd la acelaşi moment polaritatea *S-N*.

Rotorul rămîne în această poziţie, întrucît cuplul rezultant este nul, forţele ce se manifestă trecînd prin centrul rotorului. Facem remarca următoare : la un alt moment se poate ca polaritatea statorului să fie aceeaşi, însă, datorită întîrzierii, cîmpul *H* să fie de semn contrar, adică rotorul ar fi echivalent cu un magnet cu polaritate inversă faţă de cea prezentată în fig. 7.31.*a*. Asupra rotorului se manifestă forţe de respingere, dar orientate spre centru, încît cuplul rezultant asupra rotorului este tot zero. Aşadar, la magnetizare alternativă rotorul rămîne fix, histerezisul magnetic se manifestă, energetic, prin încălzirea rotorului.

Să presupunem că polii statorici *N-S* (obţinuţi chiar printr-o excitare în c.c.) se rotesc cu viteza Ω_1, fig. 7.31.*b*. Datorită întîrzierii magnetice, pe direcţia verticală a rotorului, cîmpul magnetic va trece prin maxim (cu polaritatea ca în cazul precedent) după un timp, cînd polii magnetici se găsesc într-o poziţie decalată cu un unghi γ_1 faţă de verticală (inducţia pe această direcţie fiind în scădere faţă de valoarea sa maximă, cînd polii statorici se aflau pe direcţia verticală). În această situaţie rotorul va fi acţionat de către polii statorici cu un cuplu de forţe care au tendinţa de a roti rotorul în sensul de rotire al cîmpului statoric. Situaţia este similară şi în cazul cînd statorul nu se roteşte fizic, dar cîmpul statoric este rotitor. În acest caz cîmpul, cu viteza de rotaţie egală cu cea de sincronism, antrenează rotorul la o viteză egală cu a sa. Cuplul maxim ce se exercită asupra rotorului este:

$$M_{H\max} = kB_s\theta_r \sin\gamma_1 \tag{7.130}$$

B_s este inducţia creată pe stator, θ_r este solenaţia echivalentă a cîmpului magnetic în rotor (proporţională totuşi cu B_s), iar γ_1 este unghiul de întîrziere, caracteristic materialului, dedus din dependenţa $B = f(H)$.

Dacă asupra rotorului acţionează un cuplu rezistent $M_r < M_{H\max}$, atunci maşina îşi menţine sincronismul, iar rotorul ocupă faţă de cîmp o poziţie permanentă la un anumit γ, încît cuplul de forţe corespunzător să echilibreze numai cuplul rezistent, adică

$$M_r = kB_s\theta_r \sin\gamma \tag{7.131}$$

Aşadar, la cupluri mici pe arbore, rotorul este antrenat la sincronism, înainte ca magnetul echivalent rotoric să rămînă în urmă cu întreg unghiul γ_1. O dată antrenat la sincronism, rotorul se comportă ca un magnet permanent, magnetizat în momentul intrării în sincronism şi care se află pe o anumită direcţie la un unghi γ faţă de axa inducţiei statorice rotitoare şi care se roteşte sincron cu cîmpul. Dacă cuplul rezistent creşte, unghiul γ va creşte, rotorul rămînînd în urma inducţiei rotitoare statorice. Dacă $M_r = M_{H\max}$ unghiul γ devine egal cu γ_1, rotorul încă se mai roteşte la sincronism. Dacă $M_r > M_{H\max}$ rotorul iese din sincronism, cîmpul magnetic al rotorului este în urma celui statoric cu unghiul γ_1, tot sincron, dar în rotor apare şi o magnetizare alternativă cu o frecvenţă dată de diferenţa $\Omega_1 - \Omega = s\Omega_1$ (unde *s* este alunecarea). Cuplul ce se manifestă acum asupra rotorului va fi, la fel ca la maşina asincronă, egal cu raportul dintre pierderile în rotor, prin histerezis — de data aceasta , şi viteza relativă, adică

$$M_H = \frac{P_H}{s\Omega_1} = \frac{k_H(sf_1)V}{s \cdot 2\pi f_1/p} = k_H\frac{p}{2\pi}V \tag{7.132}$$

Aşadar, la funcţionarea în asincron cuplul maşinii este constant, indiferent de alunecare. Valoarea acestui cuplu este egală cu cuplul maxim (7.130) obţinut la funcţionarea în sincronism. Într-adevăr, dacă în relaţia (7.132) se trece la limită, cînd $s \to 0$, valoarea obţinută trebuie să fie egală cu cuplul maşinii la limita ieşirii din sincronism. În relaţia (7.132) pierderile P_H sînt proporţionale cu frecvenţa de intersecţie a rotorului de către cîmpul statoric, adică $s \cdot f_1$.

7.5.2. CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE A MOTOARELOR CU HISTEREZIS

Cuplul motorului cu histerezis este constant, indiferent de alunecare. începînd de la viteza 0 pînă la n_1 (viteza de sincronism). Totuşi, la o anumită alunecare, în rotor apar şi curenţi turbionari care creează un cuplu suplimentar, ca la motorul asincron cu rotor masiv. Acest cuplu asincron este nul la $s = 0$ ($n = n_1$) şi este maxim la $s = 1$ ($n = 0$). Cuplul rezultant al motorului nu va fi constant, dreapta 1, fig. 7.32, ci va avea o variaţie dată de curba 2, cuplul de pornire (la $n = 0$) fiind $M_p > M_H$. La $n = n_1$ cuplul are valoarea maximă M_H, punctul de funcţionare fiind determinat de cuplul rezistent. Dacă cuplul rezistent are o

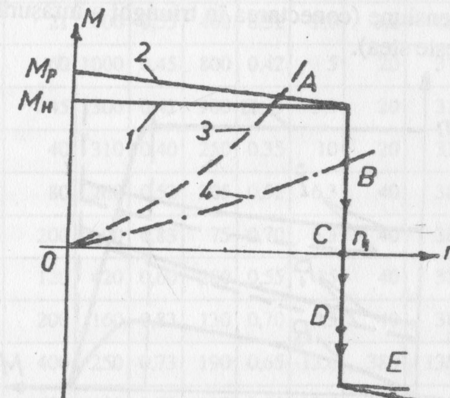


Fig. 7.32.

variație parabolică cu viteza (tip-ventilator, de exemplu) după curba 3, atunci punctul de funcționare se stabilește în *A*, motorul merge în asincron la o viteză $n < n_1$. Dacă cuplul rezistent variază după curba 4, punctul de funcționare se stabilește în *B*, cînd $n = n_1$, motorul intră în sincronism (funcționează ca unul cu magnet permanent), unghiul intern fiind $\gamma < \gamma_1$. Să presupunem că asupra rotorului se intervine din exterior cu un motor *MA* care descarcă sarcina. atunci punctul *B* coboară spre *C*, cînd cuplul rezistent este preluat de motorul *MA*, iar γ devine 0 (magnetul permanent rotoric devine coliniar cu inducția rotitoare statorică). Creșterea, în continuare, a cuplului motorului *MA* determină schimbarea semnului unghiului γ (magnetul rotoric trece înaintea inducției), sensul cuplului M_H se schimbă, puterea mecanică a motorului *MA* este trimisă ca putere electrică rețelei, mașina devine generator sincron excitat cu magnet permanent, punctul de funcționare ajunge în *D*. Dacă cuplul motorului *MA* crește, unghiul γ (negativ) depășind valoarea limită γ_1, are loc ruperea sincronismului, punctul de funcționare ajunge în *E*, mașina devine generator asincron cu histerezis. Cuplul de histerezis se calculează după expresia 7.132, pierderile P_H fiind aceleași (sensul de rotație relativă a rotorului față de inducția statorică nu intervine), în schimb la numitor intervine *-s* în loc de *s*. Așadar

$$M_H = \frac{P_H}{s\Omega_1} = \frac{k_H(sf_1)V}{-s \cdot 2\pi f_1/p} = -k_H\frac{p}{2\pi}V. \qquad (7.133)$$

Cuplul maxim al motorului cu histerezis depinde esențial de pierderile specifice prin histerezis ale materialului activ, adică de unghiul γ_1. Unghiul γ_1 este cu atît mai mare cu cît caracteristica $B = f(H)$ are o suprafață mai mare. Pentru un anumit volum de material activ se poate mări suprafața ciclului, dacă se utilizează inducții mari, cel mult cîteva fracțiuni de secundă în momentul pornirii, procedeul constă, deci, într-o supra excitare a mașinii. Supraexcitarea se poate realiza, de exemplu, prin conectarea scurt timp, la pornire, a înfășurărilor la o treaptă mai mare de tensiune (conectarea în triunghi a înfășurărilor, dacă în regim normal conexiunea este stea).

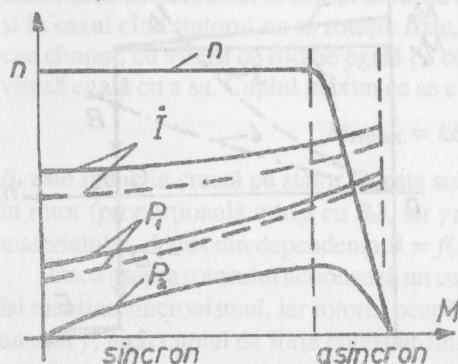


Fig. 7.33.

În fig. 7.33. sînt prezentate caracteristicile de funcționare ale motoarelor cu histerezis: n, I, P_1, $P_2 = f(M)$. Cu linie punctată sînt trasate caracteristicile obținute după supraexcitare. Se constată că supraexcitarea duce la micșorarea curentului I absorbit de motor. În general, ca dezavantaj al acestor motoare, se remarcă factorul de putere redus, întrucît curentul absorbit este mai mare ca la motoarele cu rotor feromagnetic. Deoarece materialul activ are permeabilitate mică,

solenația necesară întreținerii unei inducții acceptabile este mult mai mare, deci curentul reactiv este mare. Se constată că raportul dintre curentul la mersul în gol și cel nominal este apropiat de 1, ceea ce înseamnă că mașina funcționează fără șocuri de curent, din regimul de mers în gol, pînă la regimul de rotor blocat. Din acest motiv, nu este recomandabilă folosirea motorului la sarcini reduse, întrucît randamentul este slab, iar factorul de putere mic.

Motorul cu histerezis permite schimbarea vitezei de rotație prin modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurării statorice. Frecvențele la care se utilizează motoarele cu histerezis sînt de la 50 la 1200 Hz, la puteri mai mici de sute de watti.

În tabelul 7.1 sînt prezentate datele tehnice ale motoarelor cu histerezis fabricate de firma *SAGEM* (Franța).

Tabelul 7.1

Tip	U	f_1	Nr. faze	n_1	M_p	M_H	I_p	$\cos\varphi_p$	I la n_1	$\cos\varphi$ la n_1	P_2	J	Masa
Unitatea	V	Hz	—	rpm	cNcm	cNcm	mA	—	mA	—	W	gcm^2	g
Toleranța	Nom	Nom	—	—	Min	Min	Nom	Nom	Nom	Nom	Nom	Nom	—
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
08MH02	26	400	2	8000	14	15	260	0,56	210	0,52	1,25	1,1	55
08MH03	26	400	2	12000	10	10	275	0,53	200	0,53	1,2	1,1	55
08MH04	26	400	2	24000	10	8	325	0,58	265	0,54	2	1,1	55
11MH14	26	400	2	24000	30	18	730	0,55	520	0,52	5	3,2	120
11MH21	26	400	2	8000	30	38	600	0,50	480	0,55	3,2	3,2	120
11MH22	26	400	2	12000	28	21	600	0,55	400	0,52	2,6	3,2	120
15MH04	115	400	2	6000	80	60	1000	0,45	800	0,42	5	20	310
15MH30	26	400	3	8000	60	45	1300	0,42	900	0,35	3,8	20	310
15MH31	115	400	3	24000	65	40	310	0,40	250	0,35	10	20	310
18MH15	115	400	2	6000	100	80	260	0,52	205	0,52	6,3	40	380
18MH33	220	50	3	3000	220	200	90	0,83	75	0,70	6,3	40	380
18MH39	115	400	2	12000	180	120	420	0,60	280	0,55	15	40	380
18MH40	127	50	3	3000	220	200	160	0,83	130	0,70	6,3	40	380
23MH01	127	50	2	3000	500	400	250	0,73	190	0,65	12,6	380	1350
23MH02	220	50	2	3000	500	400	145	0,73	110	0,65	12,6	380	1350

7.6. MOTOARE CU ROTOR RULANT

Motoarele cu rotor rulant (cicloidale) permit obţinerea unor viteze mici, pînă la cîteva rotaţii pe minut, în condiţiile alimentării de la frecvenţa industrială, fără a utiliza reductoare mecanice. Cuplurile dezvoltate vor fi corespunzător mai mari. Datorită performanţelor energetice inferioare, puterile la care se utilizează sînt reduse (zeci de watt).[45]

7.6.1. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE, CONSTRUCŢIE

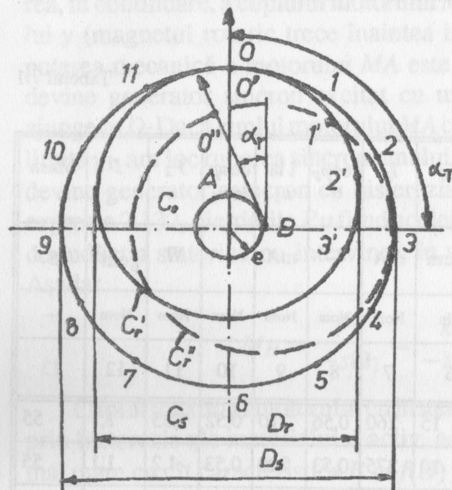


Fig. 7.34.

Ideea realizării motoarelor cu rotor rulant (*MRR*) provine de la cinematica rostogolirii unui cilindru de diametru exterior D_r în interiorul unui alt cilindru găurit de diametru interior D_s, unde $D_s - D_r = 2e$, e fiind excentricitatea.

În fig. 7.34, cercul C_s reprezintă circumferinţa interioară a coroanei cilindrice exterioare — fixă (stator), de diametru D_s. Cercul C'_r reprezintă circumferinţa exterioară a cilindrului interior — mobil (rotor) de diametru D_r. Punctele 0 şi 0′ ale celor două cercuri coincid în momentul iniţial, centrul cercului C'_r fiind în A. Dacă se „rostogoleşte" rotorul spre dreapta, încît cele două circumferinţe C_s şi C'_r au în permanenţă un singur punct de contact (fără alunecare), se ajunge în situaţia cînd contactul cercurilor se realizează în punctul 3 al cercului C_s, decalat cu un unghi α_T faţă de situaţia iniţială.

Punctul iniţial de contact al rotorului 0′ ajunge în 0″ pe cercul interior C''_r, care acum ocupă poziţia reprezentată cu linie întreruptă, avînd centrul în B (rotit cu unghiul α_T pe cercul C_0).

Punctul 0′, ajuns în 0″, descrie o hipocicloidă. Dacă pe rotor se plasează un indicator pe direcţia razei corespunzătoare punctului 0′, iniţial în poziţie verticală, după rostogolirea rotorului acest indicator, care devine acum $B0''$, ocupă o poziţie rotită cu un unghi α_r în sens contrar rostogolirii. Relaţia dintre unghiul de deplasare a punctului de contact α_T — pozitiv şi unghiul de rotire a indicatorului plasat pe rotor α_r — negativ se deduce din condiţia ca cele două lungimi de arce să fie egale: l arc $(03)_s$ l = l arc $(0''3)_r$ l, adică

$$\frac{D_s}{2} \cdot \alpha_T = \frac{D_r}{2}(\alpha_T - \alpha_r), \; \alpha_r = -\frac{D_s - D_r}{D_r}\alpha_T \quad (7.134)$$

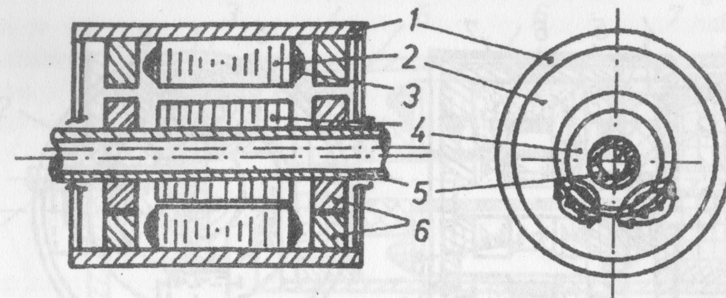


Fig. 7.35.

1. carcasă — jug stator, 2. armătură stator (miez), 3. înfăşurare stator, 4. miez rotoric, 5. ax rotor, 6. căi de rulare

Aşadar, punctele de pe circumferinţa rotorului se rotesc faţă de centrul său cu unghiul α_r, dar centrul rotorului descrie un cerc cu raza e, avînd centrul în punctul C_s. Folosindu-se un cuplaj elastic care să anihileze excentricitatea, un arbore solidar cu rotorul va executa o rotaţie în jurul axului său cu unghiul α_r, viteza de rotaţie fiind obţinută prin împărţirea la timpul t a relaţiei (7.134),

$$\frac{\alpha_r}{t} = -\frac{D_s - D_r}{D_r}\frac{\alpha_T}{t}, \; \Omega_r = -\frac{1}{i}\Omega_T \quad (7.135)$$

Adică, arborele solidar cu rotorul va efectua o mişcare de rotaţie cu o viteză redusă faţă de viteza punctului de contact, într-un raport, i, dependent de diferenţa celor două diametre, de excentricitatea e. Cu cît excentricitatea este mai mică, cu atît viteza rotorului este mai mică. Problema care se pune este, deci, crearea unei forţe de atracţie a rotorului de către stator, încît rotorul să rămînă în permanenţă în contact punctiform cu statorul şi punctul de aplicaţie a acestei forţe să se deplaseze continuu pe periferia statorului. Dacă rotorul este neted, din material feromagnetic (masiv sau tole), iar statorul de asemenea — neted, posedă un cîmp învîrtitor cu o distribuţie cît mai concentrată în întrefier, atunci forţele magnetice, de atracţie, realizează condiţiile cerute. Întrucît statorul prezintă crestături, contactul stator — rotor fiind imperfect, se realizează, aproximativ, condiţiile cerute dacă se folosesc, separat de rotor şi stator, căi de rulare, cu suprafeţe cît mai netede şi care permit rotirea excentrică a rotorului în interiorul statorului. Intrefierul stator — rotor variază între o valoare minimă — limita inferioară mecanică admisă pentru a nu se crea contactul stator — rotor, şi o valoare maximă care rezultă din condiţia de viteză impusă. Căile de rulare prezintă anumite proprietăţi elastice, nedeformabile, atenuînd zgomotele şi mărind frecarea pentru ca să se elimine posibilităţile de alunecare (patinare). În scopul eliminării fenomenelor de alunecare şi deci a păstrării vitezei (7.135) „de sincronism", s-au realizat construcţii la care căile de rulare sînt sub forma unui angrenaj de roţi dinţate, dar la care se manifestă zgomote însemnate.

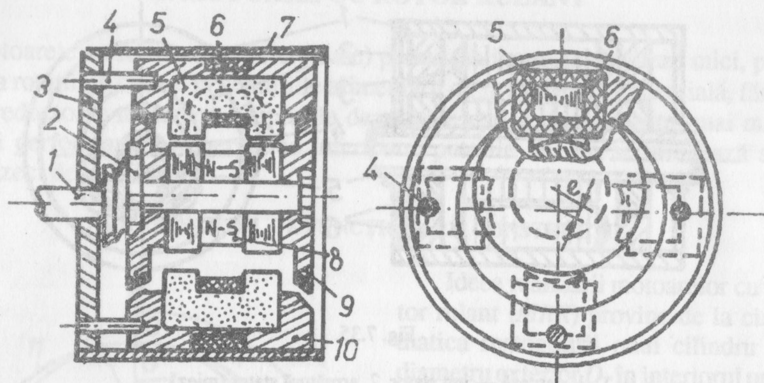


Fig. 7.36.

1. arbore exterior, 2. cuplaj elastic 3. scut, 4. șurub fixare scut, 5. miez polar statoric, 6. înfășurare statorică, 7. carcasă, 8. magnet permanent, 9. glisieră, 10. element de glisare

În fig. 7.35 este prezentată o variantă de motor cu rotor rulant interior și căi de rulare.

Pentru obținerea unei forțe de atracție cît mai concentrată, înfășurările statorului se realizează zonal (în jurul unuia sau doi dinți), iar zonele sînt conectate succesiv la rețea încît punctul de inducție maximă se rotește cu viteza unghiulară determinată de numărul de zone și de frecvența rețelei. Efectul de atracție a rotorului către stator se poate mări dacă peste cîmpul statoric se suprapune și un cîmp constant, creat de magneți permanenți, plasați convenabil în căile de rulare sau pe rotor, așa cum se observă pe varianta prezentată în fig. 7.36. Statorul sub forma a patru poli U prezintă înfășurări concentrate. Rotorul, sub forma a două pachete între care se găsește un magnet cilindric magnetizat axial, prezintă o glisieră care se menține în contact cu elementele de ghidare. Cîmpul magnetic al magnetului permanent este mult mai puternic în zona bobinei alimentate, unde întrefierul este mai mic, mărind astfel forța de atracție. Este necesar ca bobinele statorice să fie alimentate succesiv cu tensiuni, care să creeze curenți, încît sensul cîmpului magnetic al polilor să fie același și adițional cu cîmpul magnetului permanent.

O altă variantă de motor cu rotor rulant este prezentată în fig. 7.37.

Statorul este plasat în interior și posedă un număr de 24 crestături pe periferia exterioară. Înfășurările de pe două perechi de dinți alăturați se înseriază, constituindu-se astfel 6 zone monofazate. Cele șase zone sînt alimentate de la o rețea trifazată prin intermediul unei punți trifazate, cu 6 diode, conform schemei prezentate în fig. 7.38.*a*.[46]

Două zone diametral opuse sînt alimentate de la aceeași fază a rețelei prin diode cu direcții contrare de conducție.

În fig. 7.38.*b* sînt prezentate polaritățile dinților statorici, obținute la diverse momente succesive în timp. Avînd în vedere diagrama de conducție în timp a

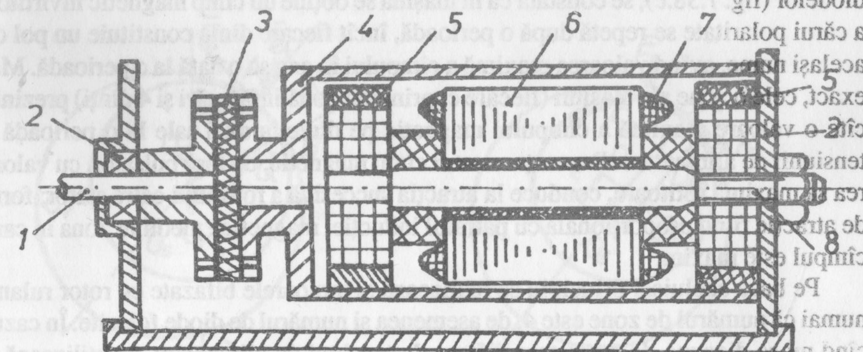


Fig. 7.37.

1. arbore, 2. scut, 3. cuplaj elastic, 4. rotor, 5. element de ghidare, 6. stator, 7. înfășurare stator, 8. șurub de fixare stator

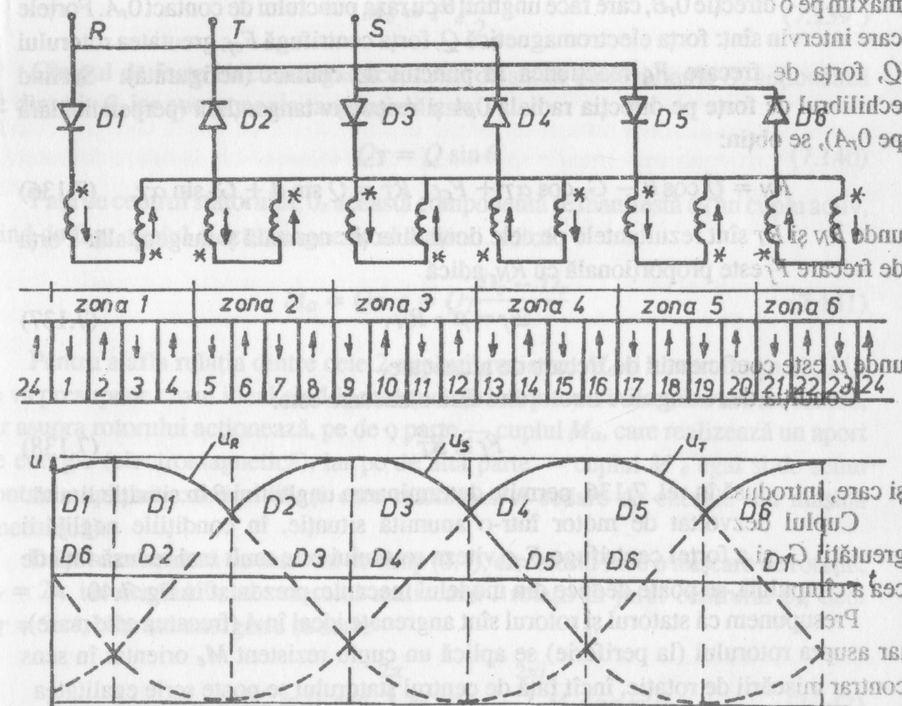


Fig. 7.38.

diodelor (fig. 7.38.*c*), se constată că în mașină se obține un cîmp magnetic învîrtitor, a cărui polaritate se repetă după o perioadă, încît fiecare dinte constituie un pol de același nume, avînd valoarea maximă a cîmpului în axa sa o dată la o perioadă. Mai exact, cele 6 zone ale mașinii (fiecare cuprinzînd două înfășurări și 4 dinți) prezintă cîte o valoare maximă a cîmpului magnetic pe direcția axei sale la o perioadă a tensiunii de alimentare. Prezența acestui cîmp magnetic, de fapt pulsator, cu valoarea sa maximă rotitoare, conduce la atracția succesivă a rotorului către stator; forța de atracție fiind proporțională cu pătratul inducției magnetice medii în zona în care cîmpul este maxim.

Pe baza aceluiași principiu se realizează și motoarele bifazate cu rotor rulant, numai că numărul de zone este 4, de asemenea și numărul de diode folosite. În cazul cînd nu se dispune de un sistem bifazat de tensiuni de alimentare, se utilizează o sursă monofazată, iar una din faze se alimentează printr-un condensator.

7.6.2. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR CU ROTOR RULANT

Pentru a deduce cuplul ce se manifestă asupra rotorului se vor evidenția forțele active care intervin (fig. 7.39) pentru o anumită situație concretă. Punctul de contact între statorul exterior, C_s, și rotorul interior C_r este A, iar cîmpul magnetic este maxim pe o direcție 0_rB, care face unghiul θ cu raza punctului de contact 0_rA. Forțele care intervin sînt: forța electromagnetică Q, forța centrifugă F_{cf}, greutatea rotorului Q, forța de frecare F_f, reacțiunea în punctul de contact (nefigurată). Scriind echilibrul de forțe pe direcția radială 0_rA și respectiv tangențială (perpendiculară pe 0_rA), se obțin:

$$R_N = Q\cos\theta - G_r\cos\alpha_T + F_{cf}, \quad R_T = Q\sin\theta + G_r\sin\alpha_T, \tag{7.136}$$

unde R_N și R_T sînt rezultantele pe cele două direcții: normală și tangențială. Forța de frecare F_f este proporțională cu R_N, adică

$$F_f = \mu\ R_N, \tag{7.137}$$

unde μ este coeficientul de frecare de alunecare.

Condiția de rostogolire a rotorului fără alunecare este:

$$F_f \geq R_T \tag{7.138}$$

și care, introdusă în rel. 7.136, permite determinarea unghiului θ în situație limită.

Cuplul dezvoltat de motor într-o anumită situație, în condițiile neglijării greutății G_r și a forței centrifuge F_{cf} (viteza rotorului este mult mai redusă față de cea a cîmpului), se poate deduce din modelul mecanic, prezentat în fig. 7.40.

Presupunem că statorul și rotorul sînt angrenate ideal în A (frecarea este mare), iar asupra rotorului (la periferie) se aplică un cuplu rezistent M_e orientat în sens contrar mișcării de rotație, încît față de centrul statorului se poate scrie egalitatea

$$M_e = F_e\frac{D_s}{2} \tag{7.139}$$

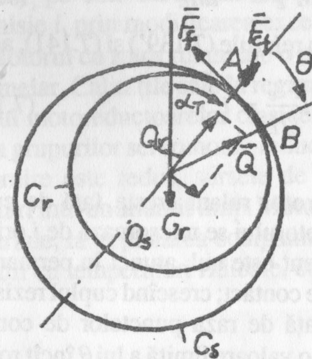


Fig. 7.39.

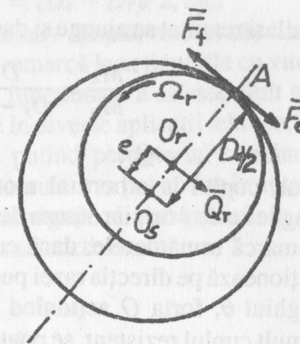


Fig. 7.40.

F_e fiind forța tangențială aplicată în A — echivalentă cuplului exterior, rezistent. Dacă cuplul exterior se aplică pe arbore, după cuplajul elastic, asupra unei șaibe de diametru D_r, atunci valoarea sa se exprimă prin relația

$$M_e = F'_e\frac{D_r}{2} \tag{7.139'}$$

Cîmpul de forțe electromagnetice, creat de stator cu rezultanta Q, acționează pe direcția θ, iar componenta tangențială este

$$Q_T = Q\sin\theta \tag{7.140}$$

Față de centrul statorului, 0_s această componentă se manifestă ca un cuplu activ, fiind de fapt cuplul electromagnetic al mașinii, adică:

$$M_a = Q_T\ e = Q_T\frac{D_s - D_r}{2} \tag{7.141}$$

Pentru a afla relația dintre cele 2 cupluri, rezistent M_e și electromagnetic M_a, se va presupune cazul ideal cînd în motor nu există pierderi electrice sau mecanice, iar asupra rotorului acționează, pe de o parte — cuplul M_a, care realizează un aport de energie (electromagnetică), iar pe de altă parte — cuplul M'_e egal și de semn contrar cuplului exterior M_e și care realizează o cedare de energie din mașină (mecanică).

Dacă se consideră un interval de timp $(0, t)$, cît rotorul face o mișcare de rotație, $\alpha_r = 2\pi$ iar centrul 0_r al rotorului realizează i rotații în jurul centrului 0_s, deci $\alpha_T = 2\pi i$, bilanțul energetic se scrie

$$W_a + W_e = 0 \text{ sau } \int_0^{2\pi} M'_e d\alpha_r + \int_0^{2\pi i} M_a d\alpha_T = 0, \tag{7.142}$$

adică:

$$2\pi M'_e + 2\pi i M_a = 0 \text{ sau } M'_e = -iM_a \qquad (7.143)$$

La același rezultat se ajunge și dacă raportăm relațiile (7.139') și (7.141), adică:

$$\frac{M_e}{M_a} = \frac{D_r}{D_s - D_r}\frac{F_e}{Q_T} = i\frac{F'_e}{Q_T} = i \qquad (7.143')$$

în condiția cînd $F'_e = Q_T$.

Așadar, cuplul la arbore al motorului cu rotor rulant crește față de cuplul electromagnetic de i ori, iar viteza de rotație a rotorului se micșorează de i ori.

Se remarcă următoarele: dacă cuplul rezistent este nul, atunci în permanență forța Q acționează pe direcția razei punctelor A de contact; crescînd cuplul rezistent, crește unghiul θ, forța Q acționînd în avans față de raza punctelor de contact; crescînd mult cuplul rezistent, se poate ajunge la o valoare limită a lui θ încît rotorul nu mai rulează pe stator, motorul nu poate prelua sarcina. Așadar, motorul cu rotor rulant funcționează la viteză sincronă pentru cupluri rezistene de la valoarea 0 pînă la o anumită valoare maximă, dată de unghiul limită θ_{lim}. Funcție de valoarea cuplului rezistent, cuplul activ al motorului M_a este dependent de mărimea unghiului θ după o relație de forma

$$M_a = M_{a\,\max} \sin\theta \qquad (7.144)$$

dedusă din (7.141), unde Q_T este dat de relația (7.140).

Caracteristica mecanică ideală este prezentată în fig. 7.41, dreapta 1. Pentru un cuplu rezistent variabil cu viteza după curba 2, punctul de funcționare a motorului se stabilește în A, adică rotorul se rotește la sincronism, cu viteza dată de relația (7.135). Practic, această situație se obține dacă se folosesc căi de rulare danturate, fără a fi posibilă alunecarea rotorului față de stator. În situația cînd cuplul rezistent depășește, la viteza Ω_{r0}, valoarea $M_{a\,\max}$, are loc blocarea rotorului. La motoarele cu căi de rulare „prin fricțiune" caracteristica $\Omega_r = f(M)$ este dată de curba 3, adică pentru un cuplu rezistent mai mare decît M_{r1} apare și o alunecare a rotorului, încît viteza să se micșorează față de viteza sincronă, caracteristica mecanică devine moale. Pentru cuplul rezistent dat de curba 2 punctul de funcționare se deplasează în B, la o viteză $\Omega_r < \Omega_{r0}$, motorul funcționînd în regim asincron.

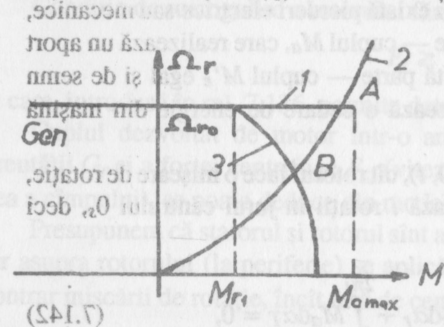


Fig. 4.41.

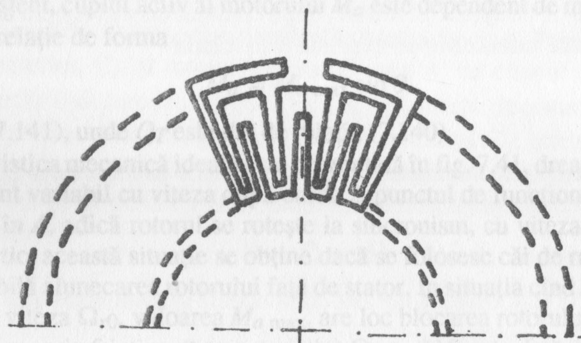
Reglajul vitezei motoarelor cu rotor rulant se poate face prin următoarele procedee: modificarea frecvenței tensiunii de alimentare (însoțită și de reglajul amplitudinii pentru menținerea constantă a inducției), — modificarea fazei tensiunii aplicate la una din înfășurări în cazul motoarelor mono- sau bifazate, — modificarea amplitudinii tensiunii (reglaj eficient numai la funcționarea în asincron, cu alunecare), — modificarea cuplului suplimentar rezistent, pe cale mecanică sau electromagnetică, — modificarea raportului de transmisie i, prin modificarea excentricității $e = (D_s - D_r)/2$, etc.

Motorul cu rotor rulant are o construcție relativ simplă, rotorul său fiind masiv sau lamelar. Calitățile sale în regim dinamic îl remarcă la acționările cu viteză mică în locul motoreductoarelor clasice. Durata de funcționare a sa este mult mai mare decît a grupurilor servomotor-reductor folosite în diverse aplicații tehnice. Curentul de pornire este redus, sursele de alimentare putînd permite un număr mare de comutări într-un anumit timp. Motoarele cu rotor rulant se pot utiliza în automatizări industriale, la acționarea echipamentelor din navigație și aeronautică, la acționări în medii cu temperaturi ridicate, cu substanțe radioactive, etc.

16 Comanda nr. 31271

CAPITOLUL 8

MAŞINI ELECTRICE SPECIALE TRADUCTOARE DE POZIŢIE



În automatică şi telecomenzi este necesară evaluarea poziţiei la un anumit moment sau în permanenţă a diverselor elemente mobile, funcţie de această informaţie luîndu-se decizia adecvată.

Semnalul dependent de poziţie fiind o tensiune sau un curent permite o prelucrare facilă, analogică sau numerică; elementul care furnizează acest semnal fiind o micromaşină electrică. În schemele de traducere a poziţiei unghiulare se folosesc t r a n s f o r m a t o a r e l e r o t a t i v e, care furnizează la ieşire o tensiune dependentă după o lege armonică sau liniară, de unghiul de rotire al unui element mobil, solidar cu rotorul, faţă de o anumită poziţie de referinţă. Pentru evaluarea deplasărilor liniare se folosesc în ultimul timp i n d u c t o s i n e l e, care pot astfel realiza poziţionarea precisă a elementelor mobile. În sistemele de urmărire la mare distanţă a poziţiei elementelor mobile se utilizează s e l s i n e l e.

8.1. TRANSFORMATOARE ROTATIVE

Transformatoarele rotative sînt maşini speciale care permit obţinerea la ieşire a unor semnale — tensiuni induse, de valori efective, dependente după o lege armonică sau liniară de unghiul de rotire a rotorului faţă de o anumită poziţie de referinţă. În felul acesta se poate traduce poziţia unghiulară a unui element mobil, solidar cu rotorul.

8.1.1. CONSTRUCŢIA TRANSFORMATOARELOR ROTATIVE (T.R.)

Construcţia *T.R.* este apropiată de a unei maşini asincrone cu rotor bobinat, fig. 8.1. Statorul, realizat din tole de permalloy sau oţel feromagnetic, prezintă crestături pe periferia interioară în care sînt introduse înfăşurări bifazate, unghiul dintre axele lor fiind ideal, 90°. [21, 23, 44]

Capetele înfăşurărilor statorice sînt conectate la 4 borne; fig. 8.2, S_1,S_2,K_1,K_2; înfăşurarea S_1-S_2 este înfăşurarea statorică principală, K_1-K_2 este înfăşurarea statorică de compensare.

Rotorul, de asemenea lamelat, prezintă 2 înfăşurări identice cu axele perpendiculare, capetele acestora fiind legate la 4 inele, pe care calcă perii, în legătură cu bornele $A_1 - A_2$, respectiv B_1-B_2. Prezenţa sistemului perie-colector nu este obligatorie, acesta poate fi înlocuit, utilizîndu-se fire flexibile de lungime convenabilă,

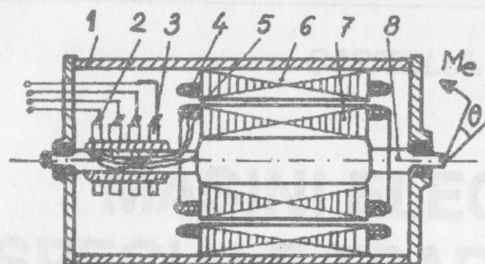


Fig. 8.1. Construcţia transformatoarelor rotative

1. carcasă; 2. perie; 3. inel; 4. înfăşurare statorică; 5. înfăşurare rotorică; 6. miez statoric; 7. jug rotoric; 8. ax

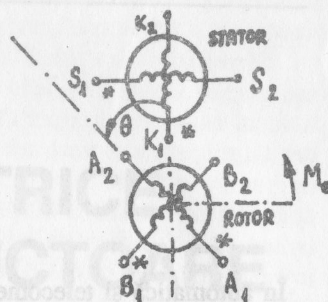


Fig. 8.2. Schema de principiu a transformatorului rotativ

întrucît rotorul execută una sau cîteva rotaţii în timpul funcţionării. Pentru reducerea numărului de contacte se pot lega împreună două capete ale înfăşurării rotorice, de exemplu A_2 şi B_2.

Construcţia înfăşurărilor se realizează în aşa fel încît inductanţele mutuale dintre înfăşurările statorice şi rotorice să varieze sinusoidal cu unghiul θ. Această condiţie determină inducerea de tensiuni la gol în înfăşurările rotorice, ale căror valori efective variază armonic cu unghiul θ în cazul alimentării înfăşurării statorice S_1-S_2 la tensiune sinusoidală. În cazul cînd circuitul înfăşurării K_1-K_2 este deschis, fluxul variabil creat de înfăşurarea S_1-S_2 induce tensiuni în fazele rotorice ale căror valori efective sînt date de:

$$E_{AO} = E_{Am} \sin\theta; \quad E_{BO} = E_{Bm} \sin(\pi/2 - \theta) = E_{Bm} \cos\theta, \tag{8.1}$$

unde E_{Am}, E_{Bm} sînt tensiunile efective induse în gol în cele două înfăşurări rotorice A_1-A_2, B_1-B_2 cînd axele lor coincid cu axa S_1-S_2. Pentru obţinerea unui grad înalt de precizie a *T.R.* se impune respectarea unei tehnologii superioare: ştanţare precisă a tolelor, împachetare corectă a miezurilor, eliminarea excentricităţilor, etc. De asemenea, se cere alegerea numărului optim de conductoare în crestături, a tipului de înfăşurări, a mărimii optime a întrefierului.

8.1.2. TRANSFORMATOARE ROTATIVE SINUS-COSINUS

T.R. sinus-cosinus sînt destinate să transforme un semnal, primit sub forma unei deplasări unghiulare, într-un semnal electric — tensiune, de valoare efectivă proporţională cu sinusul ori cosinusului unghiului de deplasare.

În fig. 8.3 este prezentat cel mai simplu *TR*, avînd o înfăşurare pe stator S_1-S_2 şi una pe rotor A_1-A_2. Unghiul de rotaţie a rotorului θ se ia în raport cu axa perpendiculară pe S_1-S_2 (axa înfăşurării de compensaţie). Acceptînd aceeaşi convenţie de sensuri pentru ambele înfăşurări, obţinem ecuaţiile:

$$u_s = e_{st} + R_s i_s; \quad u_r = e_{rt} + R_r i_r \tag{8.2}$$

unde R_s, R_r sînt rezistenţele înfăşurărilor, iar $e_{st} = d\Psi_s/dt, e_{rt} = d\Psi_r/dt$ sînt tensiuni induse, considerate prin exterior (la borne).

Fluxurile totale: statoric Ψ_s şi rotoric Ψ_r sînt date de:

$$\Psi_s = L_s i_s + M_{sr} i_r; \quad \Psi_r = L_r i_r + M_{rs} i_s, \tag{8.3}$$

unde $L_s = L_{su} + L_{s\sigma}, L_r = L_{ru} + L_{r\sigma}$ sînt sume dintre inductanţele utile şi de scăpări, iar

$$M_{sr} = M_{rs} = M \sin\theta, \tag{8.4}$$

M fiind inductanţa mutuală maximă dintre înfăşurările S_1-S_2 şi A_1-A_2. Aceste inductanţe se pot exprima funcţie de numerele de spire N_s, N_r şi de reluctanţa circuitului magnetic R_m,

$$L_{su} = N_s^2/R_m, \quad L_{ru} = N_r^2/R_m, \quad M = N_s N_r/R_m \tag{8.5}$$

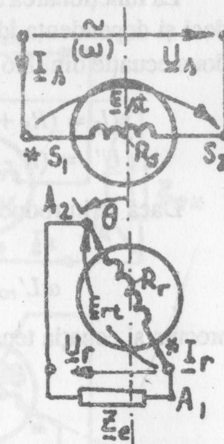


Fig. 8.3.

Trecînd la reprezentarea în complex, ecuaţiile (8.2) devin:

$$\begin{cases} \underline{U}_s = \underline{E}_s + j\,\omega L_{s\sigma}\underline{I}_s + j\,\omega M \sin\theta \underline{I}_r + R_s\underline{I}_s \\ \underline{U}_r = \underline{E}_r + j\,\omega L_{r\sigma}\underline{I}_r + j\,\omega M \sin\theta \underline{I}_s + R_r\underline{I}_r, \end{cases} \tag{8.6}$$

unde $\underline{E}_s = j\,\omega L_{su}\underline{I}_s$; $\underline{E}_r = j\,\omega L_{ru}\underline{I}_r$

În cazul funcţionării la gol, $\underline{I}_r = 0$, $\underline{I}_s \to \underline{I}_{s0}$, se obţin ecuaţiile

$$\begin{cases} \underline{U}_s = \underline{E}_{s0} + (R_s + j\,\omega L_{s\sigma})\underline{I}_{s0} \\ \underline{U}_{r0} = j\,\omega M \sin\theta \underline{I}_{s0} \end{cases} \tag{8.7}$$

Întrucît $\underline{E}_{s0} = j\omega L_{su}\underline{I}_{s0}$, se poate scrie raportul tensiunilor,

$$\frac{U_s}{U_{r0}} \approx \frac{E_{s0}}{U_{r0}} = \frac{\omega \cdot N_s^2}{\omega N_s N_r \sin\theta} = \frac{N_s}{N_r \sin\theta} = \frac{k}{\sin\theta}, \quad k = \frac{N_s}{N_r}, \tag{8.8}$$

care depinde atît de raportul numerelor de spire, cît şi de unghiul de poziţie θ.

Aşadar: $U_{r0} = \dfrac{1}{k} U_s \sin\theta,$ (8.9)

unde k este raportul de transformare al *TR* obţinut pentru $\theta = 90°$, la fel ca la transformatoarele normale (fără întrefier).

Utilizînd raportul de transformare, se poate trece la mărimi raportate la stator, după relaţiile:

$$U'_r = kU_r, \quad I'_r = \frac{1}{k} I_r, \quad R'_r = k^2 R_r, \quad X'_r = k^2 X_r, \quad L'_{r\sigma} = k^2 L_{r\sigma} \tag{8.10}$$

Relaţia (8.9) arată că la mersul în gol tensiunea obţinută în rotor este dependentă sinusoidal de unghiul θ.

La funcţionarea în sarcină intervin reacţiile curenţilor care modifică fluxul util, deci şi dependenţa ideală (8.9), a tensiunii U_r, de unghiul θ. Dacă se înmulţeşte a doua ecuaţie din (8.6) cu N_s/N_r şi se introduc rel. (8.5) şi (8.10), se obţin ecuaţiile

$$\begin{cases} \underline{U}_s = (R_s + j\,\omega L_{s\sigma})\underline{I}_s + j\,\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}'_r \sin\theta + j\,\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}_s \\ \underline{U}'_r = (R'_r + j\,\omega L'_{r\sigma})\underline{I}'_r + j\,\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}_s \sin\theta + j\,\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}'_r \end{cases} \quad (8.11)$$

Dacă se introduc reactanţele şi impedanţele date de:

$$\omega \cdot L_{s\sigma} = X_{s\sigma};\quad \omega \cdot L_{su} = X_m,$$
$$\omega L'_{r\sigma} = X'_{r\sigma},\ \underline{Z}_s = R_s + j\,X_{s\sigma},\ \underline{Z}'_r = R'_r + j\,X_{r\sigma} \quad (8.12)$$

precum şi ecuaţia tensiunii pe sarcină, obţinem

$$\begin{cases} \underline{U}_s = (\underline{Z}_s + j\,X_m)\underline{I}_s + j\,X_m \sin\theta\, \underline{I}'_r \\ \underline{U}'_r = j\,X_m \sin\theta\, \underline{I}_s + (\underline{Z}'_r + j\,X_m)\,\underline{I}'_r \\ \underline{U}'_r + \underline{Z}'_e\,\underline{I}'_r = 0, \end{cases} \quad (8.13)$$

unde $\underline{Z}'_e$ este impedanţa de sarcină raportată la stator.

Sistemul (8.13) devine

$$\begin{cases} \underline{U}_s = (\underline{Z}_s + j\,X_m)\,\underline{I}_s + j\,X_m \sin\theta\, \underline{I}'_r \\ 0 = j\,X_m \sin\theta\, \underline{I}_s + (\underline{Z}'_r + \underline{Z}'_e + j\,X_m)\,\underline{I}'_r, \end{cases} \quad (8.14)$$

de unde se obţine curentul rotoric raportat

$$\underline{I}'_r = \frac{D'_r}{D} = \frac{-jX_m \sin\theta \underline{U}_s}{(\underline{Z}_s + jX_m)(\underline{Z}'_r + \underline{Z}'_e + jX_m) + X_m^2 \sin^2\theta}. \quad (8.15)$$

şi tensiunea pe sarcină:

$$\underline{U}_r = \frac{\underline{U}'_r}{k} = \frac{-1}{k}\underline{Z}'_e\underline{I}'_r = \frac{(\underline{U}_s \sin\theta)/k}{\left(1 - \frac{j\underline{Z}_s}{X_m}\right)\left(1 + \frac{\underline{Z}'_r + jX_m}{\underline{Z}'_e}\right) - \frac{jX_m}{\underline{Z}'_e} + \frac{jX_m}{\underline{Z}'_e}\cos^2\theta} \quad (8.16)$$

Expresia (8.16) a tensiunii la bornele sarcinii cuprinde la numitor un termen în care intervine $\cos^2\theta$, încît U_r nu este proporţională cu $\sin\theta$. Intervenţia termenului în $\cos^2\theta$ este cu atît mai mică cu cît Z'_e este mai mare, adică cu cît regimul de funcţionare este mai apropiat de mersul în gol.

Pentru a obţine o tensiune de ieşire de valoare efectivă proporţională cu cosinusul unghiului θ se utilizează pe rotor o a doua înfăşurare B_1-B_2 (fig. 8.2) perpendiculară pe A_1-A_2.

Se obţine pentru tensiunea de ieşire o expresie similară cu (8.16) cu diferenţa că în loc de $\sin\theta$ apare $\cos\theta$.

Se poate obţine o expresie a tensiunii de ieşire dependentă aproximativ liniar de $\sin\theta$ sau $\cos\theta$, dacă se efectuează o s i m e t r i z a r e a *T.R.* În acest scop se utilizează în stator o înfăşurare de compensare K_1-K_2 conectată pe o impedanţă convenabil

aleasă, iar înfăşurările rotorice A_1-A_2 şi B_1-B_2 sînt, de asemenea, conectate în sarcină (fig. 8.4). Curenţii statorici şi rotorici compensează efectele de reacţie, modificînd numai mărimea tensiunii de ieşire, păstrînd însă dependenţa de unghi conform rel. (8.9). Schema din fig. 8.4 reprezintă cazul simetrizării totale atît pe stator cît şi pe rotor a *T.R.*

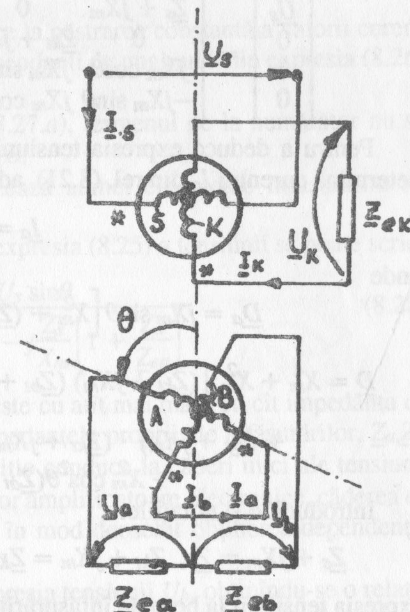


Fig. 8.4.

Pentru deducerea ecuaţiilor *T.R.* simetrizat se va considera cazul transformatorului raportat, adică numerele de spire ale tuturor înfăşurărilor este acelaşi N_s, parametrii diverselor înfăşurări modificîndu-se după relaţii similare cu (8.10), atunci cînd înfăşurările diferă. Pentru simplificarea scrierii, în cazul general cînd se efectuează raportarea mărimilor, se va renunţa la accent, subînţelegîndu-se faptul că mărimile sînt raportate.

Se procedează la fel ca la deducerea ecuaţiilor (8.13), ţinîndu-se seama de cuplajul mutual dintre înfăşurările rotorice şi statorice şi se obţine ecuaţia matricială:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_s \\ \underline{U}_k \\ \underline{U}_b \\ \underline{U}_a \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_s+jX_{s\sigma}+jX_m & 0 & jX_m\cos\theta & -jX_m\sin\theta \\ 0 & R_k+jX_{k\sigma}+jX_m & jX_m\sin\theta & jX_m\cos\theta \\ jX_m\cos\theta & jX_m\sin\theta & R_b+jX_{b\sigma}+jX_m & 0 \\ -jX_m\sin\theta & jX_m\cos\theta & 0 & R_a+jX_{a\sigma}+jX_m \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_k \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_a \end{vmatrix} \quad (8.17)$$

Se introduc notaţiile:

$$R_s + jX_{s\sigma} = \underline{Z}_s,\ R_k + jX_{k\sigma} = \underline{Z}_k,\ R_a + jX_{a\sigma} = \underline{Z}_a,\ R_b + jX_{b\sigma} = \underline{Z}_b, \quad (8.18)$$

se ţine seama de faptul că tensiunile pe sarcini sînt:

$$\underline{U}_k = -\underline{Z}_{ek}\underline{I}_k, \underline{U}_a = -\underline{Z}_{ea}\underline{I}_a, \underline{U}_b = -\underline{Z}_{eb}\underline{I}_b, \quad (8.19)$$

şi se folosesc în continuare impedanţele totale, date de

$$\underline{Z}_{kt} = \underline{Z}_{ek} + \underline{Z}_k,\ \underline{Z}_{at} = \underline{Z}_{ea} + \underline{Z}_a,\ \underline{Z}_{bt} = \underline{Z}_{eb} + \underline{Z}_b\,. \quad (8.20)$$

Ecuaţia (8.17) se obţine acum sub forma:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_s + jX_m & 0 & jX_m \cos\theta & -jX_m \sin\theta \\ 0 & \underline{Z}_{kt} + jX_m & jX_m \sin\theta & jX_m \cos\theta \\ jX_m \cos\theta & jX_m \sin\theta & \underline{Z}_{bt} + jX_m & 0 \\ -jX_m \sin\theta & jX_m \cos\theta & 0 & \underline{Z}_{at} + jX_m \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_k \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_a \end{vmatrix} \quad (8.21)$$

Pentru a deduce expresia tensiunii la bornele înfăşurării a, de exemplu, se determină curentul $\underline{I}_a$ din rel. (8.21), adică

$$\underline{I}_a = \underline{D}_a / \underline{D}, \quad (8.22)$$

unde

$$\underline{D}_a = jX_m \sin\theta \left[X_m^2 + (\underline{Z}_{kt} + jX_m)(\underline{Z}_{bt} + jX_m) \right] \underline{U}_s$$

$$\underline{D} = X_m^4 + X_m^2 \left[(\underline{Z}_{kt} + jX_m)(\underline{Z}_{bt} + jX_m) + (\underline{Z}_s + jX_m)(\underline{Z}_{at} + jX_m) \right] + \quad (8.23)$$
$$+ (\underline{Z}_s + jX_m) \cdot (\underline{Z}_{kt} + jX_m)(\underline{Z}_{at} + jX_m)(\underline{Z}_{bt} + jX_m) +$$
$$+ X_m^2 \cos^2\theta (\underline{Z}_{at} - \underline{Z}_{bt})(\underline{Z}_{kt} - \underline{Z}_s)$$

Introducînd şi notaţiile:

$$\underline{Z}_s + jX_m = \underline{Z}_S,\ \underline{Z}_{kt} + jX_m = \underline{Z}_K,\ \underline{Z}_{at} + jX_m = \underline{Z}_A,\ \underline{Z}_{bt} + jX_m = \underline{Z}_B, \quad (8.24)$$

expresia tensiunii la bornele înfăşurării a este

$$\underline{U}_a = -\underline{Z}_{ea}\underline{I}_a = \frac{\underline{U}_s \sin\theta}{\dfrac{j(X_m^2 + \underline{Z}_S\underline{Z}_A)}{X_m \underline{Z}_{ea}} + \dfrac{jX_m(\underline{Z}_S - \underline{Z}_K)(\underline{Z}_B - \underline{Z}_A)\cos^2\theta}{\underline{Z}_{ea}(X_m^2 + \underline{Z}_K\underline{Z}_B)}}, \quad (8.25)$$

iar expresia curentului absorbit de înfăşurarea statorică s

$$\underline{I}_s = \underline{U}_s \frac{X_m^2(\underline{Z}_A + \underline{Z}_B) + \underline{Z}_A\underline{Z}_B\underline{Z}_K + X_m^2(\underline{Z}_B - \underline{Z}_A)\cos^2\theta}{(X_m^2 + \underline{Z}_A\underline{Z}_S)(X_m^2 + \underline{Z}_B\underline{Z}_K) + X_m^2(\underline{Z}_B - \underline{Z}_A)(\underline{Z}_S - \underline{Z}_K)\cos^2\theta} \quad (8.26)$$

Din relaţiile (8.25) şi (8.26) se deduc următoarele:

Tensiunea în sarcină, $\underline{U}_a$, variază după o lege ideală (8.9), de unghiul θ, dacă este îndeplinită una din condiţiile:

$$\text{a) } \underline{Z}_S = \underline{Z}_K,\ b) \underline{Z}_B = \underline{Z}_A \text{ sau a) } \underline{Z}_s = \underline{Z}_k + \underline{Z}_{ek},\ \text{b) } \underline{Z}_b + \underline{Z}_{eb} = \underline{Z}_a + \underline{Z}_{ea} \quad (8.27)$$

adică este posibilă o simetrizare numai pe stator, a) sau numai pe rotor, b).

Simetrizarea pe stator sau pe rotor este posibilă pentru o anumită impedanţă de sarcină, întrucît condiţiile de mai sus se referă la impedanţele proprii ale înfăşurărilor şi la impedanţele conectate în exterior. Pentru un anumit receptor $\underline{Z}_{ea}$, de exemplu, este necesară introducerea unei impedanţe în cea de a doua înfăşurare rotorică, $\underline{Z}_{eb}$, care să realizeze condiţia (8.27). În practică se utilizează simetrizarea totală a *T.R.*, atît pe stator cît şi pe rotor, întrucît micile abateri de la condiţiile ideale (8.27) conduc la erori mici, în ceea ce priveşte variaţia armonică a tensiunii cu unghiul θ.

Îndeplinirea condiţiei (8.27.*b*) conduce la păstrarea constantă a valorii curentului absorbit $\underline{I}_s$, întrucît ambii termeni dependenţi de unghiul θ din expresia (8.26) a curentului se anulează.

Dacă se realizează numai condiţia (8.27.*a*), termenul de la numărător nu se anulează, curentul $\underline{I}_s$ depinzînd de unghiul θ.

O reducere a erorilor *T.R.* se realizează atunci cînd toate înfăşurările au parametri de valori apropiate.

În cazul simetrizării complete a *T.R.* expresia (8.25) a tensiunii se poate scrie:

$$\underline{U}_a = \frac{-\underline{U}_s \sin\theta}{1 + \dfrac{\underline{Z}_a + \underline{Z}_s}{\underline{Z}_{ea}} - j\dfrac{\underline{Z}_s}{X_m}\left(1 + \dfrac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_{ea}}\right)} \quad (8.28)$$

Valoarea efectivă a acestei tensiuni este cu atît mai mare cu cît impedanţa de sarcină $\underline{Z}_{ea}$ este mai mare în raport cu impedanţele proprii ale înfăşurărilor, $\underline{Z}_a, \underline{Z}_s$, şi cu cît X_m este mai mare. Această condiţie conduce la căderi mici ale tensiunii secundare în sarcină. În cazul utilizării unor amplificatoare electronice, căderea de tensiune poate fi compensată, interesînd în mod deosebit obţinerea dependenţei ideale (8.9) a tensiunii de unghiul θ.

În mod analog se poate deduce şi expresia tensiunii $\underline{U}_b$, obţinîndu-se o relaţie similară cu (8.25), dar în care în loc de sinθ apare cosθ şi reciproc, adică tensiunea $\underline{U}_b$ variază cosinusoidal cu unghiul θ.

Dacă se conectează în cascadă mai multe transformatoare sinus sau cosinus, se pot obţine tensiuni de ieşire de forma: $\sin\theta_1 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \ldots \underline{U}_s$. Avînd în vedere faptul că apar căderi de tensiune în fiecare etaj al grupării, practic numărul *T.R.* se limitează la patru.

8.1.3. TRANSFORMATOARE ROTATIVE LINIARE

T.R. liniare sînt destinate transformării unui semnal-deplasare unghiulară într-un semnal-tensiune electrică, între aceste semnale fiind o relaţie de proporţionalitate, adică

$$U_a = c_1\theta \quad (8.29)$$

T.R. sinus-cosinus furnizează semnale de forma:

$$U_a = c_1 \sin\theta \quad (8.30)$$

Aşadar, trebuie găsită o conexiune a înfăşurărilor *T.R.* încît dependenţa (8.30) să fie modificată în (8.29) şi valabilă pentru unghiuri $\theta \in (\theta, \theta_m)$, unde θ_m este o valoare maximă impusă de tipul de aplicaţie (60° ÷ 80°).

Se poate face raţionamentul următor:

Funcţia subunitară $\dfrac{\sin\theta}{\theta}$ se scrie sub forma $\dfrac{\alpha + \cos\theta}{\alpha + 1}$; evident existînd egalitatea pentru $\theta = 0$ $\left(\lim\limits_{\theta \to 0} \dfrac{\sin\theta}{\theta} = 1\right)$.

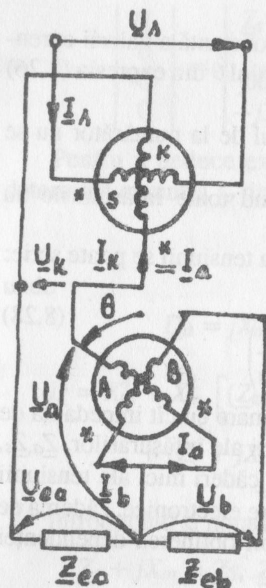


Fig. 8.5.

Urmează să fie determinat α, care conduce la egalitatea celor două funcții, adică

$$\frac{\sin\theta}{\theta}=\frac{\alpha+\cos\theta}{\alpha+1};\quad \alpha=\frac{\sin\theta-\theta\cos\theta}{\theta-\sin\theta}\qquad(8.31)$$

Trecînd la limita pentru $\theta\to 0$, se obține:

$$\alpha=\lim_{\theta\to 0}\frac{\sin\theta-\theta\cos\theta}{\theta-\sin\theta}=\frac{\theta\sin\theta}{1-\cos\theta}=2\qquad(8.32)$$

Cu notația $c = 1/\alpha$, se obține egalitatea aproximativă

$$\frac{\sin\theta}{\theta}=\frac{1+c\cos\theta}{1+c}\ \text{sau}\ \frac{\theta}{1+c}=\frac{\sin\theta}{1+c\cos\theta},\quad c=1/2\qquad(8.33)$$

Așadar, un *T.R.* liniar trebuie să îndeplinească condiția

$$\underline{U}_a=k\frac{\sin\theta}{1+c\cos\theta}=k_1\theta,\quad c\approx 0{,}5\qquad(8.34)$$

Schema de conexiuni a unui *T.R.* liniar este prezentată în fig. 8.5.

Ecuațiile *T.R.* liniar se deduc din (8.17), adică

$$\begin{cases}\underline{U}_s=(\underline{Z}_s+jX_m)\underline{I}_s+jX_m\cos\theta\,\underline{I}_b-jX_m\sin\theta\,\underline{I}_a\\ \underline{U}_k=(\underline{Z}_k+jX_m)\underline{I}_a+jX_m\sin\theta\,\underline{I}_b+jX_m\cos\theta\,\underline{I}_a\\ \underline{U}_b=jX_m\cos\theta\,\underline{I}_s+jX_m\sin\theta\,\underline{I}_a+(\underline{Z}_b+jX_m)\,\underline{I}_b\\ \underline{U}_a=-jX_m\sin\theta\,\underline{I}_s+jX_m\cos\theta\,\underline{I}_a+(\underline{Z}_a+jX_m)\,\underline{I}_a,\end{cases}\qquad(8.35)$$

unde s-a introdus relația $\underline{I}_a=\underline{I}_k$

De asemenea, se ține seama că:

$$\underline{U}_b=-\underline{Z}_{eb}\,\underline{I}_b,\quad \underline{U}_a+\underline{U}_k-\underline{U}_{ea}=0;\quad \underline{U}_{ea}=-\underline{Z}_{ea}\,\underline{I}_a\qquad(8.36)$$

Adunînd ecuațiile a doua și a patra din (8.35) și ținînd seama de (8.36), se obține sistemul:

$$\begin{vmatrix}\underline{U}_s\\0\\0\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\underline{Z}_S & jX_m\cos\theta & -jX_m\sin\theta\\ jX_m\cos\theta & \underline{Z}_B & jX_m\sin\theta\\ -jX_m\sin\theta & jX_m\sin\theta & \underline{Z}_{AK}+2jX_m\cos\theta\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\underline{I}_s\\ \underline{I}_b\\ \underline{I}_a\end{vmatrix}\qquad(8.37)$$

unde s-au folosit notațiile (8.18), (8.20), (8.24) și

$$\underline{Z}_{AK}=\underline{Z}_a+\underline{Z}_k+\underline{Z}_{ea}+2jX_m\qquad(8.38)$$

Curentul $\underline{I}_a$ are expresia

$$\begin{cases}\underline{I}_a=\underline{D}_a/\underline{D},\quad \underline{D}_a=\underline{U}_sX_m(j\underline{Z}_B-X_m\cos\theta)\sin\theta,\\ \underline{D}=\underline{Z}_S\underline{Z}_B\underline{Z}_{AK}+(\underline{Z}_S+\underline{Z}_B)X_m^2+2jX_m(X_m^2+\underline{Z}_S\underline{Z}_B)\cos\theta+\\ \quad+X_m^2(\underline{Z}_{AK}-\underline{Z}_S-\underline{Z}_B)\cos^2\theta\end{cases}\qquad(8.39)$$

Tensiunea la bornele sarcinii $\underline{Z}_{ea}$ este:

$$\underline{U}_{ea}=-\underline{Z}_{ea}\,I_a=-\underline{Z}_{ea}\,\underline{D}_a/\underline{D}\qquad(8.40)$$

Avînd în vedere rel. (8.39), forma expresiei tensiunii $\underline{U}_{ea}$ este similară cu (8.34), dacă $\underline{D}_a$ și $\underline{D}$ se simplifică prin binomul $j\underline{Z}_B-X_m\cos\theta$ care este diferit de zero.

Expresia lui $\underline{D}$ este un trinom în raport cu $X_m\cos\theta$ și $\underline{D}$ se divide prin binomul de mai sus, dacă pentru $X_m\cos\theta=j\underline{Z}_B$ rezultă $D=0$, adică:

$$(\underline{Z}_B^2-\underline{Z}_B\underline{Z}_{AK}-X_m^2)(\underline{Z}_B-\underline{Z}_S)=0\qquad(8.41)$$

a) Pentru:

$$\underline{Z}_{AK}=\underline{Z}_B-X_m^2/\underline{Z}_B\qquad(8.42)$$

sau

$$\underline{Z}_k+\underline{Z}_a+\underline{Z}_{ea}+2jX_m=(\underline{Z}_b+\underline{Z}_{eb}+jX_m)-X_m^2/(\underline{Z}_b+\underline{Z}_{eb}+jX_m)$$

rezultă

$$\underline{Z}_k+\underline{Z}_a+\underline{Z}_{ea}=(\underline{Z}_b+\underline{Z}_{eb})^2/(\underline{Z}_b+\underline{Z}_{eb}+jX_m),\qquad(8.43)$$

adică, dacă se aleg convenabil impedanțele exterioare, atunci expresia tensiunii $\underline{U}_{ea}$ este:

$$\underline{U}_{ea}=\frac{\underline{U}_s}{\dfrac{j(X_m^2+\underline{Z}_S\underline{Z}_B)}{X_m\underline{Z}_{ea}}}\cdot\frac{\sin\theta}{\left(1+\dfrac{jX_m}{\underline{Z}_B}\cos\theta\right)}=k\frac{\sin\theta}{1+c\cos\theta}\qquad(8.44)$$

Forma tensiunii $\underline{U}_{ea}$ este (8.34). Se mai cere ca

$$c=\frac{jX_m}{\underline{Z}_b+\underline{Z}_{eb}+jX_m}\approx 0{,}5,$$

condiție care se obține alegînd convenabil impedanța exterioară

$$\underline{Z}_{eb}+\underline{Z}_b\cong jX_m$$

b) Pentru $\underline{Z}_B=\underline{Z}_S$, expresia tensiunii $\underline{U}_{ea}$ devine

$$\underline{U}_{ea}=\frac{\underline{U}_s}{\dfrac{j(2X_m^2+\underline{Z}_B\underline{Z}_{AK})}{\underline{Z}_{ea}X_m}}\cdot\frac{\sin\theta}{1+\dfrac{(\underline{Z}_{AK}-2\underline{Z}_B)X_m}{j(2X_m^2+\underline{Z}_B\underline{Z}_{AK})}\cos\theta},\qquad(8.45)$$

adică o formă similară cu (8.34), dacă se alege convenabil impedanța $\underline{Z}_{AK}$.

Se mai pot realiza și alte scheme de *T.R.* liniare, asemănătoare cu schema prezentată în fig. 8.5, de exemplu, dacă se înseriază înfășurarea statorică *S* cu înfășurarea rotorică *A* și se alimentează apoi de la rețea prin intermediul unei impedanțe $\underline{Z}_{ea}$, iar înfășurările *K* și *B* sînt închise pe impedanțe exterioare $\underline{Z}_{ek}$ și $\underline{Z}_{eb}$, iar tensiunea de ieșire se ia de pe impedanța $\underline{Z}_{eb}$. În acest caz tensiunea de ieșire nu este influențată de valoarea sarcinii, depinzînd liniar de unghiul θ.

8.1.4. ERORILE TRANSFORMATOARELOR ROTATIVE

Construcția înfășurărilor statorice și rotorice influențează în cea mai mare măsură erorile *T.R.*

În cazul general, solenația statorică creată de înfășurarea *S* realizează o distribuție a inducției magnetice în întrefier, care se exprimă printr-o serie Fourier. Înfășurările statorice și rotorice, executate la fel, fiind repartizate și realizate cu pas scurtat, vor determina inducerea numai a acelor tensiuni pentru care coeficientul de bobinaj va fi diferit de zero. Se poate adopta o scurtare a pasului la stator care să anuleze o anumită armonică și o altă scurtare a pasului la rotor care să anuleze altă armonică, în acest caz în tensiunea indusă în rotor vor dispare ambele armonici.

În afară de alegerea pașilor înfășurării, se pot obține rezultate bune și dacă se adoptă o repartiție variată a numărului de conductoare în crestături, atît pe stator cît și pe rotor. În practică, se obțin erori care nu depășesc 0,05%, dacă se folosesc următoarele combinații:

a) Ambele înfășurări au o repartiție dreptunghiulară incompletă a conductoarelor,

b) Una din înfășurări are repartiție dreptunghiulară incompletă, iar cealaltă repartiție trapezoidală.

c) Ambele înfășurări au repartiție trapezoidală a conductoarelor.

De regulă, transformatoarele rotative au numărul de poli $2p = 2$ și numărul de faze $m = 2$, rezultă că numărul de crestături *Z* este multiplu de 4.

Cea mai simplă înfășurare este cea cu repartiție dreptunghiulară completă a conductoarelor, deoarece se poate executa într-un singur strat cu numere egale de conductoare în crestături. Înfășurarea cu repartiție triunghiulară conține numere diferite de conductoare în crestături, care de obicei sînt proporționale cu numerele naturale 1, 2, 3,... Combinațiile *a, b, c* expuse mai sus se pot obține din aceste două tipuri de înfășurări.

În fig. 8.6.*a* se prezintă o înfășurare pentru un număr de crestături $Z = 20$. Pentru simplificare s-a repartizat numai o fază, care ocupă jumătate din crestăturile armăturii (cele care cuprind numai numerele impare). Înfășurarea este în două straturi, cu numere egale de spire în ambele mănunchiuri, în fiecare crestătură sînt două mănunchiuri (de ducere și de întoarcere). Pasul înfășurării este $Y_1 = (8/10)\tau = (4/5)\tau$, ceea ce asigură anularea armonicii 5 a tensiunii induse. Sub înfășurare s-au repartizat sensurile curenților prin mănunchiuri *(B)*, după care urmează curbele repartiției conductoarelor (păturii de curent) din cele două straturi A_1, respectiv A_2*(C)*. Aceste repartiții sînt dreptunghiulare, dar decalate cu o crestătură, din cauza adoptării unor legături inversate pentru jumătate din totalul

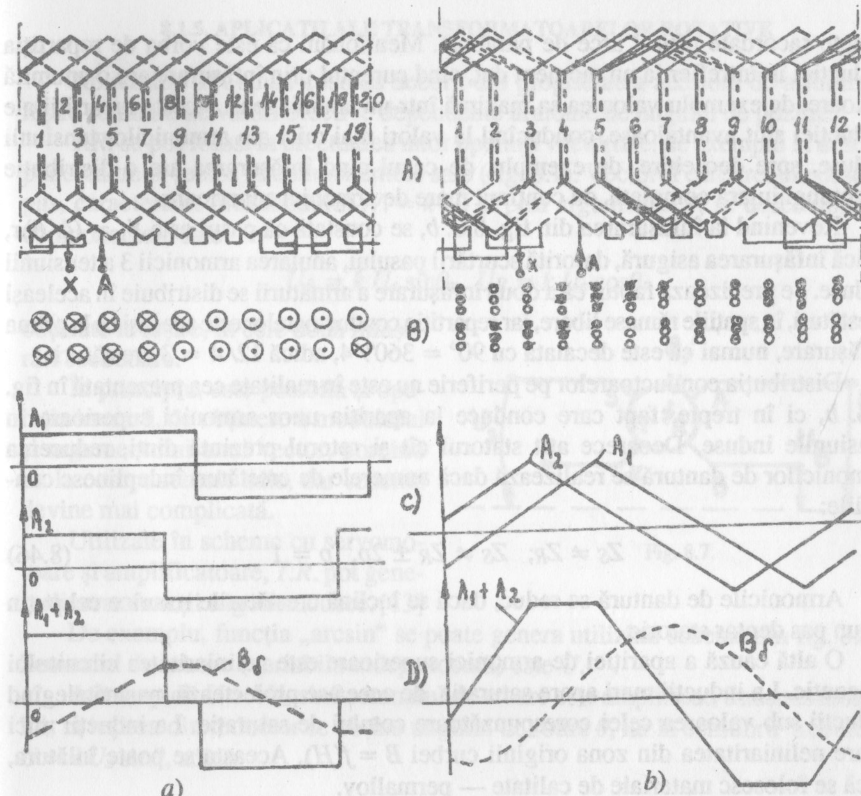


Fig. 8.6.

secțiilor. Pătura de curent rezultantă *(D)*, obținută prin sumarea punct cu punct a ordonatelor A_1 și A_2, are o distribuție dreptunghiulară incompletă.

Cea de a doua fază de pe aceeași armătură are o distribuție identică numai că ocupă crestăturile pare, iar începutul *B* se găsește decalat cu $90°el. = 360°/4$, adică $20/4 = 5$ crestături, deci în crestătura 6.

În fig. 8.6. *b* s-a reprezentat o fază a unei armături cu 12 crestături. Fiecare crestătură cuprinde 6 mănunchiuri. Faza *A* cuprinde privitor la mănunchiurile de ducere: un mănunchi în crestătura 3, două mănunchiuri în crestătura 4, trei mănunchiuri în 5, apoi două în 6, unu în 7 și zero în 8, distribuția reluîndu-se. Se poate considera că distribuția conductoarelor este triunghiulară, reprezentată prin dependențele A_1 (un strat), A_2 (al doilea strat). Deoarece jumătate din înfășurare are legăturile de înseriere inverse, se obține o distribuție rezultantă a conductoarelor (păturii de curent) sub forma unui trapez $A_1 + A_2$, fig. 8.6.*b*, *(D)*.

Repartiția sub formă de dreptunghi incomplet a conductoarelor creează o distribuție a inducției în întrefier, B_δ, sub forma unui trapez, iar repartiția sub formă de trapez a conductoarelor creează o distribuție a inducției B_δ sub forma a două

drepte racordate prin 2 arce de parabolă. Menţionăm că este vorba de repartiţia inducţiei în întrefier la un moment dat, cînd curentul prin înfăşurare are o anumită valoare, de exemplu valoarea sa maximă într-un anumit sens. Aceste repartiţii ale inducţiei sînt avantajoase, conducînd la valori mai mici ale armonicilor tensiunii induse, spre deosebire, de exemplu, de cazul cînd înfăşurarea are o distribuţie dreptunghiulară completă, cu conţinut mare de armonici superioare.

Revenind la înfăşurarea din fig. 8.6. *b*, se constată că pasul este $Y_1 = (4/6)\tau$, adică înfăşurarea asigură, datorită scurtării pasului, anularea armonicii 3 a tensiunii induse. Se precizează faptul că a doua înfăşurare a armăturii se distribuie în aceleaşi crestături, în spaţiile rămase libere, iar repartiţia conductoarelor este aceeaşi ca la prima înfăşurare, numai că este decalată cu $90° = 360°/4$, adică $12/4 = 3$ crestături.

Distribuţia conductoarelor pe periferie nu este în realitate cea prezentată în fig. 8.6. *b*, ci în trepte, fapt care conduce la apariţia unor armonici superioare în tensiunile induse. Deoarece atît statorul cît şi rotorul prezintă dinţi, reducerea armonicilor de dantură se realizează dacă numerele de crestături îndeplinesc condiţiile:

$$Z_S \neq Z_R; \quad Z_S \neq Z_R \pm 2p, \quad p = 1 \tag{8.46}$$

Armonicile de dantură se reduc, dacă se înclină crestăturile rotorice cel puţin cu un pas dentar statoric.

O altă cauză a apariţiei de armonici superioare este neliniaritatea circuitului magnetic. La inducţii mari apare saturaţia, de aceea se proiectează maşina alegînd inducţii sub valoarea celei corespunzătoare cotului de saturaţie. La inducţii mici apare neliniaritatea din zona originii curbei $B = f(H)$. Aceasta se poate înlătura, dacă se folosesc materiale de calitate — permalloy.

Alegerea unui întrefier mărit conduce, de asemenea, la micşorarea armonicilor din curba tensiunii de ieşire.

Erorile tehnologice pot apărea din cauza excentricităţilor constructive inerente, a asimetriei circuitului magnetic, impreciziei ştanţării tolelor, nerespectării cuadraturii dintre înfăşurări, scurtcircuitării tolelor, etc. O măsură constructivă acceptată este cea a decalării consecutive a tolelor cu cîte un dinte, atunci cînd se realizează împachetarea. Existenţa acestor erori are ca urmare inducerea, în înfăşurarea de lucru, a unei tensiuni reziduale cu două componente: una în fază cu tensiunea de ieşire şi alta în cuadratură. Prima componentă se poate compensa dacă se deplasează iniţial rotorul cu un unghi $\Delta\theta$ faţă de poziţia de zero — ideală, în schimb cea de a doua componentă nu se poate compensa uşor.

Modificarea parametrilor funcţionali ai maşinii: temperatura de lucru, frecvenţa reţelei, tensiunea de alimentare etc., care conduce la variaţia rezistenţelor, reactanţelor sau stării de saturaţie a maşinii introduce o serie de erori a căror compensare nu este uşor de realizat în practică.

Mărimea erorilor diferenţiază transformatoarele rotative în clase de precizie, determinate prin eroarea relativă maximă, în procente faţă de tensiunea de ieşire maximă. Firmele constructoare indică şi valoarea tensiunii reziduale în mV sau în procente.

8.1.5. APLICAŢII ALE TRANSFORMATOARELOR ROTATIVE

Aplicaţiile TR sinus-cosinus decurg din proprietatea acestora de a furniza la ieşire semnale de valori efective dependente armonic de unghiul de poziţie.

T.R. se pot folosi la efectuarea unor operaţii vectoriale, de exemplu la descompunerea unui vector în componentele sale (fig. 8.7). Vectorul care trebuie descompus, caracterizat prin modulul $|V| = k\,U_s$ şi prin argumentul θ, se descompune în componentele sale:

$$U_A = k\,U_s \sin\theta, \quad U_B = k\,U_s \cos\theta,$$

obţinute la ieşire, în cele două înfăşurări secundare.

În principiu, este posibilă şi operaţia inversă, de obţinere a modulului şi argumentului unui vector, pornind de la componentele sale, dar schema devine mai complicată.

Utilizate în scheme cu servomotoare şi amplificatoare, *T.R.* pot genera diverse funcţii trigonometrice. [13]

Fig. 8.7.

De exemplu, funcţia „arcsin" se poate genera utilizînd schema din fig. 8.8. *a*. Semnalul de intrare (variabila independentă) este U.

Atît timp cît $U > kU_s \sin\theta$ semnalul de eroare este amplificat, transmis motorului; la ieşirea din reductor se obţine unghiul de rotire θ, iar la echilibru trebuie ca: $U = kU_s \sin\theta$, adică

$$\theta = \arcsin\frac{U}{kU_s} \tag{8.47}$$

Funcţia tangentă se poate genera (ca semnal electric) cu schema din fig. 8.8. *b*. Tensiunea obţinută în înfăşurarea secundară *A* este:

$$U_a = k_t\,(U_0 \sin\theta - U\cos\theta) = \varepsilon \tag{8.48}$$

În condiţiile cînd amplificatorul are un factor de amplificare foarte mare, se poate considera $\varepsilon \approx 0$ şi rezultă

$$\mathrm{tg}\theta = U/U_0, \quad U = U_0\,\mathrm{tg}\theta \tag{8.49}$$

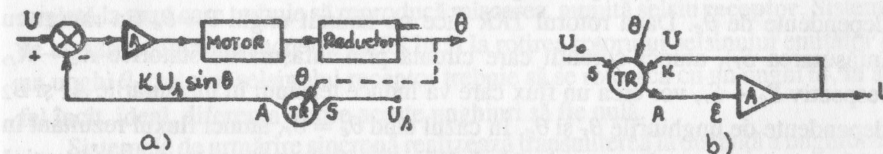


Fig. 8.8.

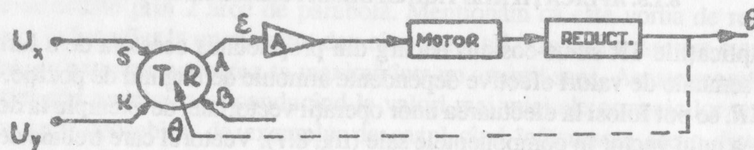


Fig. 8.9.

Pentru generarea funcţiei arctg se utilizează schema din fig. 8.9. Se aplică înfăşurărilor statorice *S* şi *K* tensiunile U_x respectiv U_y. În înfăşurarea rotorică *A* se obţine tensiunea:

$$U_a = k_t\,(U_x \sin\theta - U_y \cos\theta) = k_t\sqrt{U_x^2 + U_y^2}\,\sin\left(\theta - \mathrm{arctg}\frac{U_y}{U_x}\right) \quad (8.50)$$

Considerînd amplificatorul *A* avînd factorul de amplificare foarte mare, rezultă:

$$U_a = \varepsilon \to 0, \quad \theta = \mathrm{arctg}\frac{U_y}{U_x} = \mathrm{arcctg}\frac{U_x}{U_y} \quad (8.51)$$

Dacă se ia $U_x = U_0$ — tensiune de referinţă, rezultă θ ca o funcţie arctg de tensiunea U_y.

Această schemă permite şi rezolvarea problemei compunerii unui vector plecînd de la proiecţiile sale. Astfel, aplicînd componentele vectorului U_x şi U_y celor două înfăşurări statorice, unghiul de rotire θ determină tocmai direcţia vectorului, iar tensiunea indusă în înfăşurarea *B* este

$$U_b = k_t(U_x \cos\theta + U_y \sin\theta) = k_t\sqrt{U_x^2 + U_y^2}\cdot\cos\left(\theta - \mathrm{arctg}\frac{U_y}{U_x}\right) = k_t\sqrt{U_x^2 + U_y^2} \quad (8.52)$$

(întrucît $\cos\left(\theta - \mathrm{arctg}\frac{U_y}{U_x}\right) = 1$), adică tocmai modulul vectorului.

Transformatoarele rotative se pot utiliza şi în sisteme automate de poziţionare unghiulară. În acest caz se utilizează două *T.R.*, unul emiţător *TRE* şi altul receptor *TRR*, conectate conform Fig. 8.10. Înfăşurarea A_1 a *TRE* se alimentează de la o sursă de $f = 400$ sau 500 Hz, cu tensiunea de referinţă $\underline{U}_0$. Pentru o anumită poziţie a rotorului *TRE*, evidenţiată prin unghiul θ_e, în înfăşurările K_e şi S_e se induc tensiuni dependente de θ_e. Dacă rotorul *TRR* face un anumit unghi $\theta_r \neq \theta_e$ (în raport cu înfăşurarea S_r), atunci curenţii care circulă prin înfăşurările statorice $K_e - K_r$, respectiv $S_e - S_r$, vor crea un flux care va induce tensiuni în înfăşurările A_2 şi B_2 dependente de unghiurile θ_r şi θ_e. În cazul cînd $\theta_e = \theta_r$, atunci fluxul rezultant în *TRR* va induce o tensiune maximă în înfăşurarea A_2 (care ocupă o poziţie identică cu A_1 în *TRE*) şi o tensiune nulă în înfăşurarea B_2. Se poate aprecia că tensiunea indusă U_{b2} este:

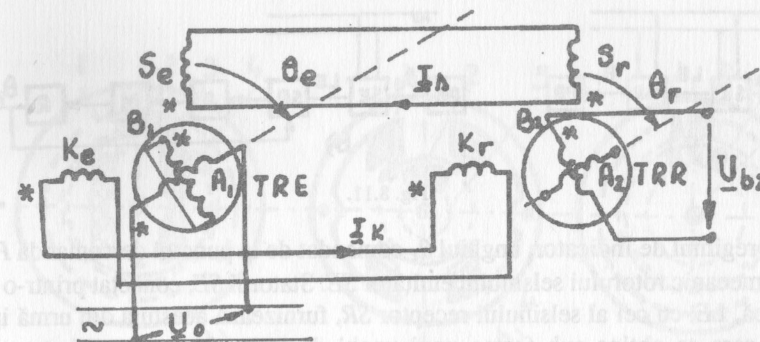


Fig. 8.10.

$$U_{b2} \approx U_0 \sin(\theta_0 - \theta_r) = U_0 \sin\theta \quad (8.53)$$

În cazul funcţionării *TR* într-un sistem automat de poziţionare, TRR are rotorul fixat pe axul de ieşire a reductorului, iar tensiunea U_{b2} se aplică la intrarea unui amplificator care alimentează motorul al cărui arbore este cuplat la intrarea în reductor. Cînd $\theta_e = \theta_r$, $U_{b2} = 0$. Dacă la postul de emisie se modifică θ_e, atunci $\theta_e \neq \theta_r$, $U_{b2} \neq 0$ deci motorul va acţiona în aşa fel încît rotorul *TRR* să ajungă în poziţia pentru care $\theta_e = \theta_r$. Evident acest sistem lucrează stabil numai dacă $|\theta_e - \theta_r| < 90°$. Practic nu se ajunge în permanenţă la o poziţionare precisă, unghiul de dezacord $|\theta_e - \theta_r|$ rămînînd la valori de ordinul 15 — 30 min. Există sisteme perfecţionate care reduc aceste erori, dar care folosesc două canale de transmitere a informaţiilor: unul grosier şi altul fin [13]. Se poate ajunge astfel la precizii de ordinul zecimilor de minut.

8.2. SELSINE

8.2.1. GENERALITĂŢI

Selsinele se utilizează pentru transmisia sincronă a mişcărilor a două sau mai multe elemente mobile între care nu există legătură mecanică. În cazul cel mai simplu de transmisie sincronă se utilizează două asemenea maşini, una cuplată mecanic cu axul care furnizează mişcarea (rotirea), numită selsin **emiţător**, şi alta cuplată la axul care trebuie să reproducă mişcarea, numită selsin **receptor**. Sistemul de urmărire sincronă lucrează astfel încît la rotirea rotorului selsinului emiţător cu un unghi θ_e, rotorul selsinului receptor trebuie să se rotească cu un unghi θ_r, în aşa fel încît, ideal, diferenţa dintre aceste unghiuri să fie nulă.

Sistemele de urmărire sincronă realizează transmiterea la distanţă a unghiurilor (poziţiei) sau a vitezelor de rotaţie. Selsinele lucrează în două regimuri de bază: **regimul de indicator** (fig. 8.11. *a*) şi **regimul de transformator** (fig. 8.11. *b*).

17 Comanda nr. 31271

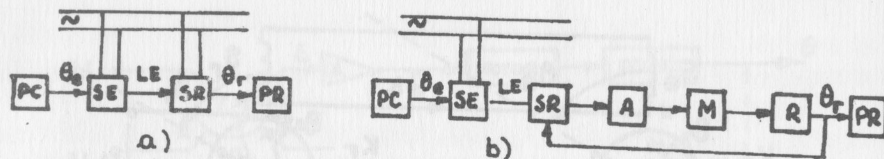


Fig. 8.11.

În regimul de indicator, unghiul θ_e comandat de la punctul de comandă *PC* se aplică mecanic rotorului selsinului emițător *SE*. Statorul *SE*, conectat printr-o linie electrică, *LE*, cu cel al selsinului receptor *SR*, furnizează acestuia din urmă informația, care se obține sub forma unui unghi de rotire θ_r a rotorului, transmisă punctului de recepție *PR*. Se constată că în acest caz, rotoarele celor două selsine sînt alimentate de la aceeași rețea monofazată. Diferența dintre cele două unghiuri θ_e și θ_r este nulă în cazul ideal cînd cuplul rezistent la axul *SR* este nul.

În regimul de transformator, unghiul θ_e este trimis rotorului *SE*. Prin linia electrică trifazată *LE* circulă curenți, care, prin fluxul rezultant al statorului *SR*, induc o tensiune în înfășurarea monofazată rotorică a acestuia, dependentă de θ_e (asemănătoare cu cea întîlnită la transformatoarele rotative) și care este aplicată la intrarea amplificatorului *A*, la a cărui ieșire este conectat motorul *M*, cuplat mecanic cu reductorul *R*. Axul de ieșire a reductorului este cuplat cu rotorul *SR*, încît unghiul de rotire θ_r conduce la micșorarea diferenței $\theta_e - \theta_r$, rotorul selsinului receptor rotindu-se, încît ideal această diferență să devină nulă, adică sarcina, conectată de asemenea pe axul reductorului la *PR*, efectuează rotirea cu unghiul $\theta_r \approx \theta_e$. Regimul de transformator se utilizează, cînd unghiul de rotire comandat θ_e trebuie transmis la distanță unui mecanism care posedă un cuplu rezistent mare pe arbore (la sisteme de urmărire).

Mai există încă un regim de funcționare a selsinului, regimul d i f e r e n ț i a l, care se utilizează atunci cînd la punctul receptor trebuie să se obțină un unghi de rotire dat de suma sau diferența dintre θ_e și un alt unghi θ_d — de corecție. În acest caz se utilizează între *SE* și *SR* un alt selsin — diferențial cu înfășurări trifazate atît pe stator cît și pe rotor și al cărui rotor este rotit cu unghiul $\pm\theta_d$ față de o poziție de referință.

8.2.2. CONSTRUCȚIA SELSINELOR

Selsinele posedă două înfășurări: una primară sau de excitație, iar a doua — secundară sau de sincronizare. În funcție de numărul de faze ale înfășurării de excitație selsinele pot fi monofazate sau trifazate; în ceea ce privește înfășurarea de sincronizare la ambele tipuri aceasta este trifazată. Selsinele trifazate au o construcție similară cu a motoarelor asincrone trifazate cu rotor bobinat (cu trei inele de contact) și sînt utilizate în schema de arbore electric.

În sistemele automate se utilizează selsine monofazate în variantele: cu contacte alunecătoare și fără contacte alunecătoare.

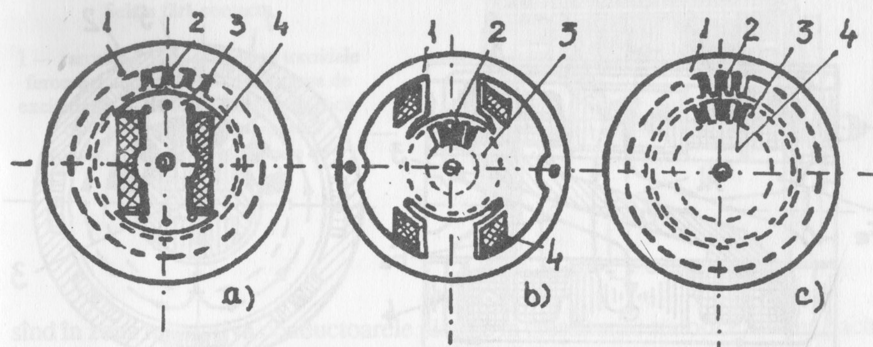


Fig. 8.12.

1 — stator; 2 — înfășurare de sincronizare; 3 — rotor; 4 — înfășurare de excitație.

Fenomenele care se petrec în selsine nu depind de dispunerea celor două înfășurări: pe rotor sau pe stator. Cel mai frecvent, înfășurarea de sincronizare este plasată pe stator, iar înfășurarea de excitație — pe rotor (pentru micșorarea numărului de contacte alunecătoare și creșterea siguranței în funcționare).

Selsinele monofazate cu contacte pot fi cu poli aparenți (în regim indicator) sau cu poli înecați (în regim transformator). La selsinele cu poli aparenți înfășurarea monofazată este concentrată, plasată pe rotor (fig. 8.12. *a*), sau pe stator (fig. 8.12. *b*).

La selsinele cu poli înecați înfășurarea monofazată de excitație este distribuită și plasată în crestături semiînchise, pe rotor (fig. 8.12.c) (sau pe stator).

Înfășurarea de sincronizare este totdeauna distribuită (sinusoidală), plasată în crestături corespunzătoare pe stator sau pe rotor, fazele fiind conectate în stea. În scopul diminuării armonicilor cîmpului magnetic în întrefier se realizează o înclinare a crestăturilor pe generatoare cu un dinte. De obicei selsinele sînt mașini bipolare (fig. 8.13). Atît statorul cît și rotorul sînt realizate din tole izolate de calitate deosebită. Pentru creșterea siguranței în funcționare a contactelor și micșorarea

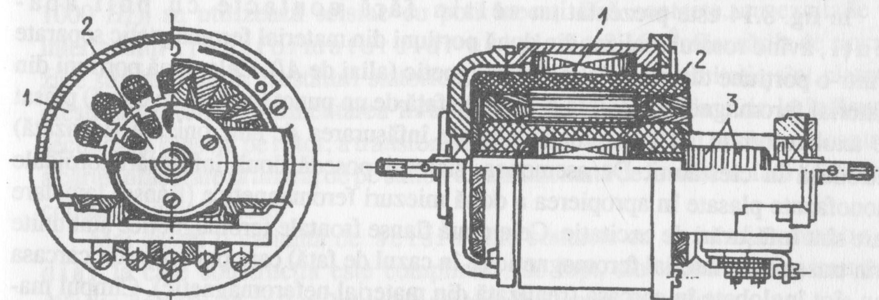


Fig. 8.13.

1 — stator; 2 — rotor; 3 — inele de contact.

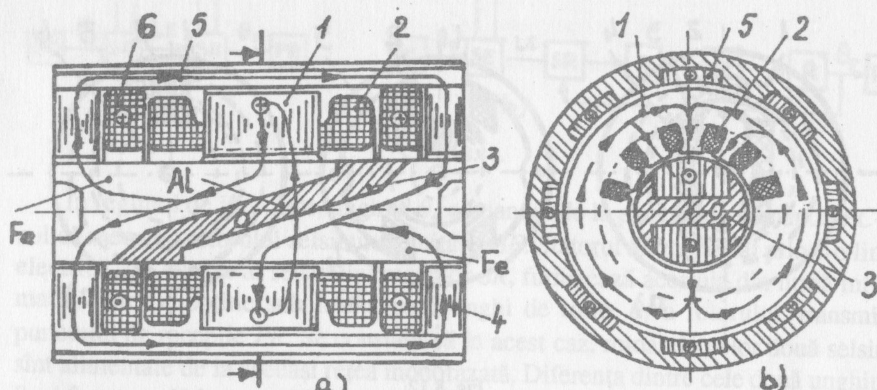


Fig. 8.14.

1 — stator feromagnetic; 2 — înfăşurare de sincronizare; 3 — rotor;
4 — pachete frontale; 5 — carcasă; 6 — bobine toroidale de excitaţie.

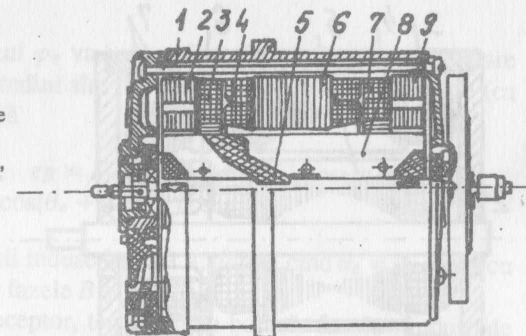
rezistenţei la contactul perie-inel se utilizează aliaje pe bază de argint. Numărul de contacte este de două, cînd înfăşurarea monofazată este pe rotor, şi trei, cînd înfăşurarea trifazată este plasată pe rotor. La unele tipuri de selsine receptoare, pe rotorul cu poli aparenţi, în piesele polare se practică crestături în care sînt introduse bare în scurtcircuit care au rolul de amortizare a mişcărilor de oscilaţie în regimuri tranzitorii. Dacă nu sînt prevăzute înfăşurări amortizoare, se pot utiliza sisteme mecanice exterioare de amortizare, cum sînt dispozitivele de fricţiune inerţiale sau frînele cu curenţi turbionari induşi. Un inconvenient al selsinelor cu contacte este acela că în timp rezistenţa de contact se poate modifica, conducînd la apariţia de erori şi la micşorarea siguranţei în funcţionare.

În scopul înlăturării acestui inconvenient, în ultimul timp, într-o serie de aplicaţii practice, se folosesc s e l s i n e f ă r ă c o n t a c t e a l u n e c ă t o a r e. [44,48]

În fig. 8.14 este prezentat un s e l s i n f ă r ă c o n t a c t e c u p o l i a p a r e n ţ i, avînd rotorul realizat din două porţiuni din material feromagnetic separate printr-o porţiune din material neferomagnetic (aliaj de *Al*). Cele două porţiuni din material feromagnetic prezintă o simetrie faţă de un punct (nu faţă de o axă) plasat pe axul rotorului, *0*. Pe stator se găseşte înfăşurarea de sincronizare (trifazată) introdusă în crestături. De asemenea, statorul posedă două înfăşurări toroidale monofazate plasate în apropierea a două miezuri feromagnetice (flanşe) lamelare care sînt înfăşurări de excitaţie. Cele două flanşe frontale feromagnetice sînt unite prin trasee din material feromagnetic (8 în cazul de faţă) care pot constitui carcasa sau sînt înglobate în carcasă (realizată din material neferomagnetic). Cîmpul magnetic creat de înfăşurarea de excitaţie (bobinele toroidale) se închide pe traseul prezentat pe figură, anume: un pol mare rotoric (inferior — dreapta pe fig. 8.14. *a*) — întrefier (nu străbate materialul neferomagnetic rotoric) — pachet stator (traver-

Fig. 8.15.
Selsin fără contacte

1 — carcasă, 2 şi 9 — miezuri toroidale feromagnetice, 3 şi 7 — înfăşurare de excitaţie, 5 — barieră neferomagnetică, 6 — miez statoric, 8 — rotor feromagnetic, 4 — înfăşurare de sincronizare



sînd în zona respectivă conductoarele plasate în crestăturile statorice) — jug pachet statoric — întrefier (traversînd în zona diametral opusă precedentei conductoarele statorice) — pol mare rotoric (simetricul precedentului) întrefier — flanşă frontală stînga — traseu feromagnetic statoric — flanşă frontală dreapta — întrefier — pol mare rotoric considerat iniţial.

Aşadar, cîmpul de excitaţie traversează conductoarele statorice ale înfăşurării de sincronizare în două zone ale întrefierului stator-rotor aflate în poziţii diametral opuse, ca în cazul unui rotor cu 2 poli aparenţi şi înfăşurare de excitaţie concentrată pe rotor. În acest caz lipsesc însă contactele alunecătoare necesare alimentării înfăşurării de excitaţie rotorică din cazul construcţiei prezentată în fig. 8.13. O construcţie detaliată a unui selsin cu rotor cu poli aparenţi, fără contacte este prezentată în fig. 8.15. Un dezavantaj al selsinelor fără contacte este acela că prezintă un slab coeficient de utilizare a materialelor, în raport cu selsinele cu contacte, întrucît reluctanţa de închidere a fluxului (mai multe întrefieruri) este mare, crescînd fluxurile de dispersie şi curentul de magnetizare.

Pentru acelaşi cuplu de sincronizare masa selsinelor fără contacte este mai mare cu aproximativ 50% comparativ cu masa selsinelor cu contacte. De asemenea, erorile la poziţionare sînt mai mari, încît în aplicaţii pretenţioase utilizarea lor este restrînsă.

Pentru sisteme de legătură sincrone, care lucrează la frecvenţe înalte (400 — 1000 *Hz*), se utilizează selsine cu poli înecaţi fără contacte, cu excitaţie prin intermediul t r a n s f o r m a t o r u l u i a x i a l (fig. 8.16). Înfăşurările de sincronizare sînt aşezate în crestături statorice, iar înfăşurările de excitaţie sînt plasate în crestături rotorice. Alimentarea înfăşurării de excitaţie se face de la înfăşurarea secundară, plasată pe rotor, a transformatorului cu întrefier (cu bobine concentrice), a cărui înfăşurare primară, de pe stator, este alimentată de la o sursă, fără a fi necesare contacte alunecătoare.

Mai există o variantă de s e l s i n fără contacte cu t r a n s f o r m a t o r r a d i a l la care construcţia este complicată; de fapt, sînt două selsine cu numere diferite de poli: $2p = 2$ şi $2p = 4$ înglobate într-un singur selsin.

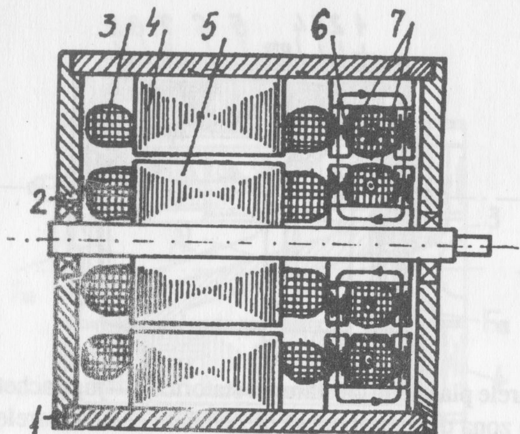


Fig. 8.16.
Selsin fără contacte
cu transformator axial

1 — carcasă; 2 — înfăşurare de excitaţie; 3 — înfăşurare de sincronizare; 4 — miez statoric; 5 — miez rotoric; 6 — miez transformator; 7 — înfăşurări transformator axial

8.2.3. REGIMURILE DE FUNCŢIONARE A SELSINELOR

8.2.3.1. Funcţionarea selsinelor în regim indicator

În fig. 8.17 se prezintă o schemă de funcţionare a selsinelor în regim indicator. Cele două selsine identice, presupuse fără înfăşurări de amortizare, au atît pe stator cît şi pe rotor înfăşurări distribuite sinusoidal. Înfăşurările rotorice sînt alimentate de la aceeaşi sursă, iar înfăşurările de sincronizare, conectate în stea, sînt legate în „opoziţie", fază cu fază. Rotorul selsinului emitor *SE* este decalat spaţial faţă de axa fazei *A* — de referinţă, la postul de comandă, cu un unghi θ_e. Circulaţia de curenţi prin înfăşurările de sincronizare conduce la apariţia unui cuplu care orientează înfăşurarea rotorică a selsinului receptor *SR* în aşa fel încît unghiul dintre aceasta şi axa fazei *a* să fie θ_r — apropiat de θ_e, ideal $\theta_e = \theta_r$. Diferenţa $\theta - \theta_r = \theta$ este numită **u n g h i d e d e z a c o r d** şi reprezintă eroarea selsinului în regim indicator.

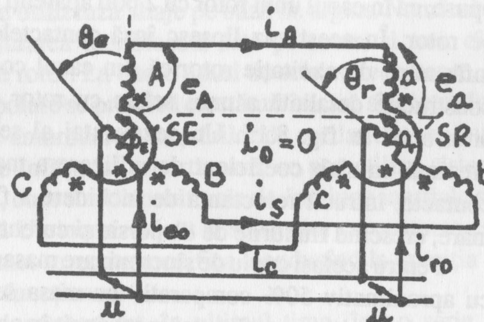


Fig. 8.17.

Înfăşurările rotorice, alimentate de la sursa de tensiune armonică *u*, prin curenţii i_{eo}, i_{ro} produc fluxuri de forma:

$$\varphi_e = \varphi_r = \Phi_m \sin\omega t \tag{8.54}$$

Pentru selsinul emiţător, fluxul φ_e va induce în înfăşurările de sincronizare tensiuni armonice ale căror amplitudini sînt dependente de unghiul de poziţie (ca la transformatoarele rotative), adică

$$e_A = E_m \cos\theta_e \cos\omega t; \quad e_B = E_m \cos(\theta_e + 2\pi/3) \cos\omega t; \quad e_C = E_m \cos(\theta_e + 4\pi/3) \cos\omega t, \tag{8.55}$$

unde E_m este amplitudinea tensiunii induse în faza *A*, atunci cînd $\theta_e = 0$, egală cu amplitudinile tensiunilor induse în fazele *B* şi *C*.

În ceea ce priveşte selsinul receptor, tensiunile la bornele fazelor, induse de fluxul φ_r, au expresiile:

$$e_a = E_m \cos\theta_r \cos\omega t; \quad e_b = E_m \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos\omega t; \quad e_c = E_m \cos(\theta_e + 4\pi/3) \cos\omega t \tag{8.56}$$

Se constată că:

$$e_A + e_B + e_C = E_m \cos\omega t\,[\cos\theta_e + \cos(\theta_e + 2\pi/3) + \cos(\theta_e + 4\pi/3)] = 0, \quad e_a + e_b + e_c = 0 \tag{8.57}$$

de aceea, în cazul legării nulurilor înfăşurărilor de sincronizare ale celor două selsine, curentul de neutru este nul.

Curenţii care circulă prin fazele $A - a$, $B - b$, $C - c$ sînt determinaţi de diferenţele de tensiuni induse.

Dacă se trece la reprezentarea în complex a mărimilor şi urmărind traseele închise care cuprind: o fază a *SE*, un conductor de legătură, faza omoloagă a *SR* şi conductorul neutru $O_e - O_r$, se obţin:

$$\underline{E}_A - \underline{E}_a + 2\underline{Z}\underline{I}_A = 0; \quad \underline{E}_B - \underline{E}_b + 2\underline{Z}\underline{I}_B = 0; \quad \underline{E}_C - \underline{E}_c + 2\underline{Z}\underline{I}_C = 0 \tag{8.58}$$

Avînd în vedere reprezentarea: $E_m \cos\omega t \rightleftarrows \underline{E} = E\,e^{j0}$, rezultă:

$$\begin{cases} \underline{I}_A = \dfrac{\underline{E}}{2\underline{Z}}(\cos\theta_r - \cos\theta_e) = \underline{I}\sin\dfrac{\theta_r + \theta_e}{2}\sin\dfrac{\theta_e - \theta_r}{2} \\ \underline{I}_B = \underline{I}\sin\left(\dfrac{\theta_r + \theta_e}{2} + \dfrac{2\pi}{3}\right)\sin\dfrac{\theta_e - \theta_r}{2} \\ \underline{I}_C = \underline{I}\sin\left(\dfrac{\theta_r + \theta_e}{2} + \dfrac{4\pi}{3}\right)\sin\dfrac{\theta_e - \theta_r}{2} \end{cases} \tag{8.59}$$

unde:

$$\underline{I} = I\,e^{-j\varepsilon} \rightleftarrows I_m \cos(\omega t - \varepsilon), \quad I_m = E_m/(2\,|Z|) \tag{8.60}$$

ε fiind unghiul de defazaj introdus de impedanţa $2\underline{Z}$ a celor două faze înseriate.

Expresiile instantanee ale curenţilor vor fi:

$$\begin{cases} i_A = I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \sin\frac{\theta}{2} \sin\frac{\theta_r + \theta_e}{2} \\ i_B = I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \sin\frac{\theta}{2} \sin\left(\frac{\theta_r + \theta_e}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C = I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \sin\frac{\theta}{2} \sin\left(\frac{\theta_r + \theta_e}{2} + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8.61)$$

Curenţii înfăşurărilor de sincronizare ale selsinului receptor se vor interacţiona cu fluxul dat de înfăşurarea de excitaţie, cuplul instantaneu fiind obţinut astfel:

$$m_e = (\partial W'_m / \partial \theta_r)_{\ i_j = \text{ct}}; \quad W'_m = N_{ef}(\varphi_A i_A + \varphi_B i_B + \varphi_C i_C)/2, \quad (8.62)$$

unde:

$$\varphi_A = \Phi_m \sin\omega t \cos\theta_r; \quad \varphi_B = \Phi_m \sin\omega t \cos(\theta_r + 2\pi/3)$$
$$\varphi_C = \Phi_m \sin\omega t \cos(\theta_r + 4\pi/3) \quad (8.63)$$

sînt fluxurile create de înfăşurarea rotorică prin înfăşurările de sincronizare, iar N_{ef} este numărul de spire efective pe fază al acestor înfăşurări (mai mic decît numărul real de spire datorită prezenţei factorului de bobinaj).

Relaţia (8.62) devine, folosind rel. (8.59) şi (8.63),

$$\begin{aligned} m_e = \frac{1}{2} N_{ef}\Phi_m I_m \sin\omega t \cos(\omega t - \varepsilon) \{ & -\sin\theta_r (\cos\theta_r - \cos\theta_e) - \\ & - \sin(\theta_r + 2\pi/3)\,[\cos(\theta_r + 2\pi/3) - \cos(\theta_e + 2\pi/3)] - \\ & - \sin(\theta_r + 4\pi/3)\,[\cos(\theta_r + 3\pi/3) - \cos(\theta_e + 4\pi/3)]\} = \\ = -\frac{3}{4} N_{ef}\Phi_m I_m \sin\omega t \cos(\omega t - \varepsilon) \sin\theta & \end{aligned} \quad (8.64)$$

Asupra rotorului se va manifesta un cuplu de reacţie a cărui valoare medie în timpul unei perioade $T = 2\pi/\omega$ este obţinută prin integrarea expresiei $\sin\omega t \cos(\omega t - \varepsilon) = [\sin(2\omega t - \varepsilon) + \sin\varepsilon]/2$, rezultînd

$$M_{r\text{med}} = \frac{3}{8} N_{ef}\,\Phi_m I_m \sin\varepsilon \sin\theta = M_{rm} \sin\theta. \quad (8.65)$$

Acest cuplu mediu acţionează în sensul micşorării dezacordului $\theta = \theta_e - \theta_r$, deoarece se presupune că asupra rotorului cuplul rezistent este nul, echilibrul de cupluri se realizează, dacă $M_{r\text{med}} = M_{rez} \approx 0$.

În acelaşi mod se poate calcula şi cuplul mediu care acţionează asupra rotorului selsinului emiţător, numai că în expresia energiei curenţii trebuie introduşi cu semn schimbat (circulă în înfăşurări în sens contrar). Rezultă un cuplu mediu de sens contrar, tot cu tendinţa de reducere a unghiului de dezacord θ.

Aşadar, cuplurile electromagnetice manifestate asupra rotoarelor selsinelor nu depind de unghiurile θ_e şi θ_r, ci de diferenţa lor $\theta_e - \theta_r = \theta$, existînd tendinţa rotirii lor încît $\theta \approx 0$. Cum, de obicei, θ_e este dictat de aplicarea unui cuplu exterior

însemnat, rezultă că rotorul selsinului receptor va efectua o rotire cu unghiul $\theta_r \approx \theta_e$, avînd în vedere că pe arborele său cuplul rezistent este neglijabil. În modul acesta, la punctul de recepţie este **indicată**, prin mărimea unghiului de deviaţie θ_r, de fapt, mărimea unghiului θ_e aplicat rotorului selsinului emiţător.

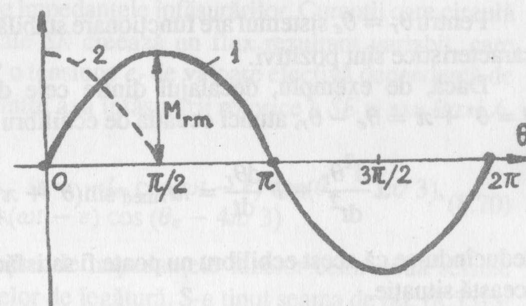


Fig. 8.18.

Relaţia (8.65) exprimă dependenţa $M_{r\text{med}} = f(\theta)$, prezentată în fig. 8.18, curba 1. Cuplul electromagnetic este nul pentru $\theta = 0, \pi, 2\pi \ldots$ Pentru $\theta = 0$ ($\theta = 2k\pi$, $k \in \mathbb{N}$) funcţionarea selsinului este stabilă în sensul că la $\theta = 0$, cuplul electromagnetic acţionează asupra rotorului în sensul readucerii sale în poziţia $\theta = 0$. Această capacitate de readucere la $\theta = 0$ a rotorului este dată de mărimea cuplului sincronizat specific:

$$M' = (d\,M_{r\text{med}} / d\,\theta) \text{ pentru } \theta \to 0 \quad (8.66)$$

Dependenţa $M' = f(\theta)$ este dată de curba 2 şi arată că $M' = M_{r\text{med}} \cos\theta$ este maxim pentru $\theta = 0$ şi nul pentru $\theta = \pi/2$. La funcţionarea în regim cvasistaţionar, cînd θ_e variază lent, $\theta_r \approx \theta_e$ adică rotorul selsinului *SR* **urmăreşte** rotirea rotorului *SE*, realizîndu-se astfel o rotire sincronă a celor două rotoare, necuplate mecanic între ele.

În regim dinamic, însă, există în permanenţă un decalaj θ, în ceea ce priveşte urmărirea mişcării rotorului *SE* de către rotorul *SR*, datorat inerţiei rotorului *SR* precum şi a frecărilor „vîscoase" (proporţionale cu viteza de stabilire, $d\theta/dt$) inerente.

În acest caz studiul mişcării rotorului *SR* se realizează utilizînd ecuaţia de echilibru a cuplurilor:

$$m_d + m_{fr} = m_e, \quad (8.67)$$

unde $m_d = J d^2\theta_r / dt^2$ este cuplul dinamic (J — momentul de inerţie), $m_{fr} = F\, d\theta_r / dt$ este cuplul de frecări (F — coeficientul frecării vîscoase), m_e — cuplul electromagnetic.

Într-un studiu simplificat ecuaţia (8.67) se poate liniariza, dacă se consideră $\theta = \theta_e - \theta_r \approx 0$, $\sin\theta = \sin(\theta_e - \theta_r) \approx \theta_e - \theta_r$ iar $m_e \approx M_{r\text{med}} \sin\theta \approx$ $\approx M_{r\text{med}}(\theta_e - \theta_r)$ şi se obţine:

$$J\frac{d^2\theta_r}{dt^2} + F\frac{d\theta_r}{dt} + M_{r\text{med}}\theta_r = M_{r\text{med}}\theta_e \quad (8.68)$$

Pentru $\theta_r \approx \theta_e$ sistemul are funcţionare stabilă, întrucît toţi coeficienţii ecuaţiei caracteristice sînt pozitivi.

Dacă, de exemplu, decalajul dintre cele două rotoare ale *SE* şi *SR* este $\theta = \theta' + \pi = \theta_e - \theta_r$, atunci ecuaţia de echilibru (8.67) se scrie:

$$J\frac{d^2\theta_r}{dt^2} + F\frac{d\theta_r}{dt} = M_{r\mathrm{med}}\sin(\theta' + \pi) = -M_{r\mathrm{med}}\sin\theta', \qquad (8.69)$$

deducîndu-se că acest echilibru nu poate fi satisfăcut, funcţionarea este instabilă în această situaţie.

Se face precizarea că în regim cvasistaţionar, cînd θ_e variază liniar (rotire cu viteză constantă), tensiunea indusă mai prezintă încă o componentă, de rotaţie, care, prin curentul produs, conduce la micşorarea cuplului mediu. Din acest motiv este de preferat ca viteza de rotaţie să fie mult mai mică decît viteza de sincronism.

În cazul cînd se cere ca o anumită mişcare să se transmită simultan la mai multe puncte de recepţie, se pot utiliza un număr corespunzător de *SR*, ale căror înfăşurări de sincronizare se conectează toate la bornele înfăşurării *SE* (în paralel), iar înfăşurările rotorice se conectează la aceeaşi sursă. Puterea *SE* trebuie să fie în acest caz cel puţin egală cu suma puterilor *SR*.

8.2.3.2. Funcţionarea selsinelor în regim transformator

În fig. 8.19 este prezentată schema de funcţionare a selsinelor în regim transformator. Înfăşurarea de excitaţie a selsinului emiţător *SE* este alimentată de la reţeaua de c.a. monofazat, înfăşurările de sincronizare ale celor două selsine sînt legate „în opoziţie", fiind parcurse de curenţii de circulaţie determinaţi de valorile

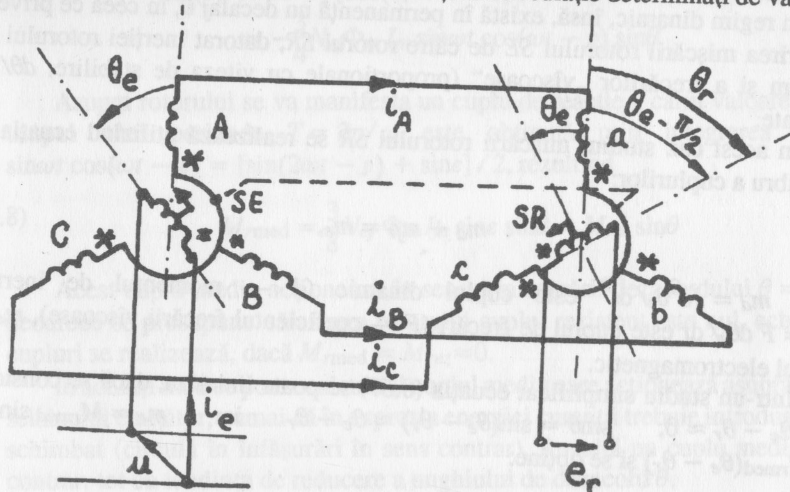


Fig. 8.19.

tensiunilor induse în înfăşurări şi de impedanţele înfăşurărilor. Curenţii care circulă prin înfăşurările de sincronizare ale *SR* creează un flux rezultant variabil, care induce în înfăşurarea rotorică a *SR* o tensiune e_r de valoare efectivă dependentă de unghiul θ_r. Dacă θ_e este unghiul dintre axa înfăşurării rotorice a *SE* şi axa fazei *A*, curenţii de circulaţie vor fi:

$$i_A = -I_m\cos(\omega t - \varepsilon)\cos\theta_e,\ i_B = -I_m\cos(\omega t - \varepsilon)\cos(\theta_e - 2\pi/3),$$
$$i_C = -I_m\cos(\omega t - \varepsilon)\cos(\theta_e - 4\pi/3) \qquad (8.70)$$

unde ε este unghiul de defazaj impus de impedanţele fazelor celor două selsine înseriate, eventual şi a conductoarelor de legătură. S-a ţinut seama de rel. (8.55) şi (8.58), unde e_a, e_b, e_c sînt nule, întrucît înfăşurarea de excitaţie a *SR* nu este conectată la reţea, ci în ea se induce o tensiune e_r. Expresia tensiunii e_r este obţinută ca sumă a tensiunilor induse de fiecare din fluxurile create de curenţii care circulă prin fazele *a*, *b*, *c*:

$$e_r = \frac{d}{dt}(M_{ar}i_A + M_{br}i_B + M_{cr}i_C) \qquad (8.71)$$

unde M_{ar}, M_{br}, M_{cr} sînt inductanţele mutuale dintre fazele *a*, *b*, *c* şi înfăşurarea rotorică a *SR*. Se obţine astfel:

$$e_r = \frac{d}{dt}\Big[-MI_m\cos(\omega t - \varepsilon)\cos\theta_e\cos\theta_r - MI_m\cos(\omega t - \varepsilon)\cos(\theta_e - 2\pi/3)$$
$$\cdot\cos(\theta_r - 2\pi/3) - MI_m\cos(\omega t - \varepsilon)\cos(\theta_e - 4\pi/3)\cos(\theta_r - 4\pi/3)\Big] = \qquad (8.72)$$
$$= \frac{3}{2}\,\omega MI_m\sin(\omega t - \varepsilon)\cos(\theta_e - \theta_r)$$

S-au introdus inductanţele mutuale:

$$M_{ar} = M\cos\theta_r;\quad M_{br} = M\cos(\theta_r - 2\pi/3);\quad M_{cr} = M\cos(\theta_r - 4\pi/3), \qquad (8.73)$$

M fiind inductanţa mutuală maximă dintre o fază statorică şi înfăşurarea rotorică.

Expresia tensiunii induse în înfăşurarea rotorică se poate scrie şi sub forma

$$e_r = E_{rm}\sin(\omega t - \varepsilon) \text{ unde } E_{rm} = E_r\cos(\theta_e - \theta_r) \qquad (8.74)$$

Aşadar, amplitudinea tensiunii e_r este dependentă de unghiul de dezacord printr-o funcţie cosinusoidală.

Această tensiune este nulă, dacă:

$$\theta_e - \theta_r = \pi/2 \text{ sau } \theta_r = \theta_e - \pi/2, \qquad (8.75)$$

ceea ce înseamnă că axele celor două selsine sînt perpendiculare (fig. 8.19).

În sistemele automate, de urmărire, trebuie să se ţină seama de poziţia iniţială a *SR*, deci de decalajul dintre axele rotorice ale selsinelor, pentru ca tensiunea indusă să fie nulă, iar modificarea ulterioară a lui θ_e să conducă la modificarea cu acelaşi unghi a lui θ_r, încît tensiunea e_r indusă să rămînă nulă.

Pentru definirea performanţelor unui selsin în acest regim se utilizează **t e n s i u n e a s p e c i f i c ă d e i e ş i r e**, definită ca raport dintre variaţia tensiunii

de ieşire şi variaţia unghiului de neconcordanţă în jurul poziţiei de echilibru (8.75). Unghiul de neconcordanţă θ poate fi considerat ca

$$\theta + \pi/2 = \theta_e - \theta_r \qquad (8.76)$$

În aceste condiţii relaţia (8.74) se poate scrie

$$E_{rm} = E_r \sin\theta, \qquad (8.77)$$

iar tensiunea specifică de ieşire este definită ca variaţie a tensiunii de ieşire, cînd unghiul θ variază cu 1°. Rezultă

$$E'_{rm} = E_r \sin 1° = 0{,}0175 E_r \qquad (8.78)$$

Această mărime trebuie să aibă valori între (0,5 — 1,5) V/grad şi este înscrisă pe plăcuţa însoţitoare a selsinului.

Pentru ca dependenţa dintre tensiunea de ieşire şi unghiul de neconcordanţă să fie cît mai sinusiodală, selsinele destinate funcţionării în regim transformator trebuie să fie realizate cu poli înecaţi, în acest caz armonicele tensiunii induse sînt reduse, iar precizia estimării unghiurilor creşte.

O altă cauză a erorilor selsinelor derivă din imperfecţiunile inerente constructive, încît chiar la un unghi $\theta = 0$ tensiunea indusă la ieşire este diferită de zero, ajungînd, la construcţiile pretenţioase, la valori de 0,06 V pentru tensiuni de excitaţie de 90 V.

Revenind la relaţia (8.74) se constată că E_{rm} este nulă, dacă este îndeplinită condiţia generală

$$\theta_e - \theta_r = 2k\pi \pm \pi/2; \quad k \in N \qquad (8.79)$$

Pentru un k dat, domeniul de funcţionare al selsinului este $(-\pi/2, +\pi/2)$, adică o jumătate de rotaţie. Este posibilă apariţia unor erori în scheme de urmărire, dacă apar unele rotaţii suplimentare ale rotorului unuia dintre selsine în raport cu celălalt, de aceea este necesară introducerea unui contor, care să înregistreze şi numerele de rotaţii (de fapt jumătăţi de ture) pentru eliminarea acestei categorii de erori.

8.2.3.3. Funcţionarea selsinelor în regim diferenţial

În anumite sisteme de urmărire se impune obţinerea unei deplasări unghiulare (rotirea unei axe), egală cu suma sau diferenţa a altor două deplasări unghiulare. Pentru aceasta se foloseşte între selsinul emiţător şi cel receptor un alt selsin care lucrează în regim diferenţial (fig. 8.20).

Selsinul diferenţial *SD* este o maşină asincronă trifazată cu rotor bobinat, la care statorul este alimentat de la înfăşurările de sincronizare ale selsinului emiţător, iar rotorul alimentează înfăşurările de sincronizare ale selsinului receptor.

Curenţii i_A, i_B, i_C, care circulă prin înfăşurările A_d, B_d, C_d, produc un flux rezultant în *SD*, orientat pe o direcţie care face ideal unghiul θ_e cu axa înfăşurării A_d. Acest flux induce în înfăşurările rotorice ale *SD* tensiuni dependente de θ_e şi de

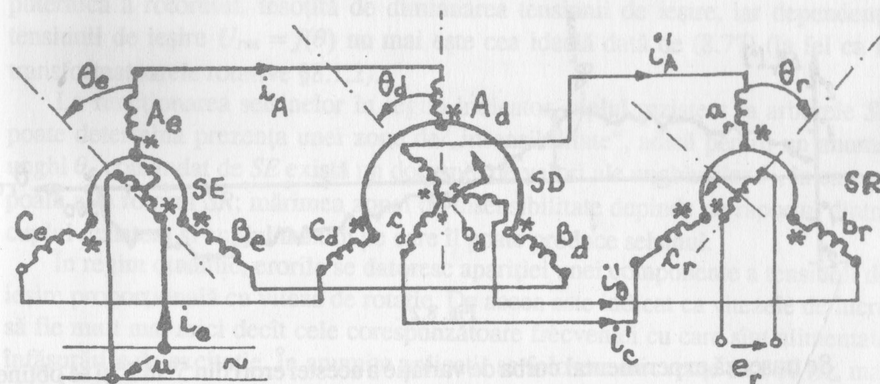


Fig. 8.20.

poziţia fazelor rotorice în raport cu cele statorice, caracterizate prin unghiul θ_d (aceste tensiuni depind, de fapt, de $\theta_e \pm \theta_d$). Curenţii i'_A, i'_B, i'_C produc un flux rezultant în *SR*, care induce în înfăşurarea rotorică o tensiune e_r dependentă de unghiul θ_r, anume:

$$e_r = E_{rm} \sin(\omega t - \varepsilon), \quad E_{rm} = E_r \cos(\theta_e \pm \theta_d - \theta_r) \qquad (8.80)$$

Semnele $\pm$ arată că sînt posibile decalări în ambele sensuri ale poziţiei rotorului *SD*. Pentru $\theta_d = 0$ selsinele *SE* şi *SR* lucrează în regim de transformator, condiţia ca tensiunea e_r să fie nulă este (8.75). Pentru $\theta_e \neq 0$, această condiţie devine

$$\theta_e - \theta_r \pm \theta_d = \pi/2 \qquad (8.81)$$

Se poate realiza şi o schemă de funcţionare în regim indicator, folosind un selsin diferenţial.

8.2.4. ERORILE SELSINELOR

În condiţiile funcţionării selsinelor în sisteme de cuplaj sincron există situaţii cînd unghiul de dezacord nu este nul, ceea ce înseamnă că rotorul selsinului receptor urmăreşte cu o anumită eroare rotirea rotorului selsinului emiţător.

Erorile sistemelor de transmisie cu selsine se datoresc în primul rînd imperfecţiunilor constructive: frecări în lagăre şi la contactele alunecătoare — dacă acestea există, echilibrarea defectuoasă a rotoarelor, neuniformitatea întrefierului, inegalitatea impedanţelor fazelor, prezenţă armonicilor superioare de dantură, etc. şi apoi condiţiilor de exploatare: variaţia tensiunii şi frecvenţei de alimentare, variaţia temperaturii maşinii sau a mediului înconjurător, deteriorarea contactelor alunecătoare, etc.

Pentru un anumit unghi comandat de *SE*, poziţia rotorului, în practică, diferă faţă de poziţia sa teoretică, această diferenţă constituie eroarea schemei:

$$\Delta\theta_r = \theta_{rT} - \theta_{rp} \qquad (8.82)$$

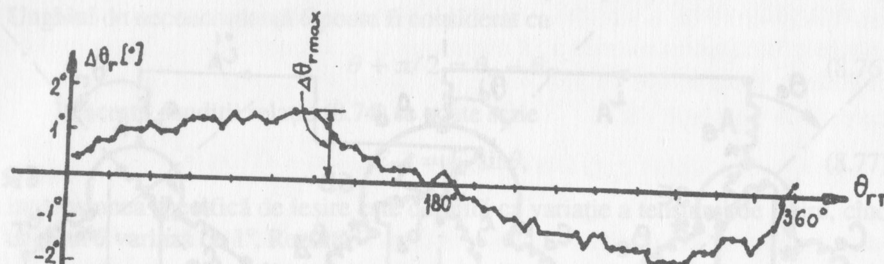


Fig. 8.21.

Se trasează experimental curba de variaţie a acestei erori din 5° în 5° şi se obţine o caracteristică prezentată în fig. 8.21.

Pe baza valorii maxime a acestei erori selsinele în regim indicator se împart în trei clase de precizie: 1 — eroarea maximă 0°30′, 2 — eroarea maximă 2°00′ şi 3 — eroarea maximă 1°30′

În mod similar se pot aprecia şi erorile selsinelor în regim de transformator, distingîndu-se 6 clase de precizie.

Înlăturarea erorilor la selsine se poate realiza şi prin unele măsuri privitoare la tehnologia de fabricare: rotirea tolelor, în procesul de împachetare, cu un pas dentar, înclinarea crestăturilor statorice pe generatoare sau a pieselor polare, atunci cînd selsinele au poli aparenţi, alegerea unui număr total de crestături impar, etc.

Influenţa rezistenţei liniei electrice trifazate de legătură se manifestă în funcţionarea selsinelor, mai ales atunci cînd distanţa dintre *SE* şi *SR* este mare. Impedanţa liniei de legătură poate atinge valori comparabile cu impedanţele fazelor înfăşurării de sincronizare a selsinelor. Aceasta conduce la scăderea curentului în înfăşurările de sincronizare, deci a tensiunii de ieşire la selsinul receptor, cînd acesta funcţionează în regim de transformator, şi a cuplului de sincronizare la funcţionarea în regim indicator. Analog influenţează şi căderea de tensiune la contactele alunecătoare, de aceea se recurge la soluţia diminuării numărului de contacte alunecătoare sau eliminarea lor. Este preferabil ca tensiunea de excitaţie să fie mare, deci curentul este mic, atunci cînd înfăşurarea de excitaţie este plasată pe rotor şi este alimentată prin inele de contact. Datorită distanţei mari între selsinele care lucrează în regim indicator, este posibil ca tensiunile la bornele înfăşurărilor de excitaţie să difere ca amplitudine şi fază. Pentru diminuarea erorilor se pot înseria în circuitul de excitaţie a selsinului receptor elemente pasive suplimentare activ — reactive compensatoare. Procedeul se utilizează şi cînd există mai multe *SR* legate la distanţe variabile, în general mari, faţă de selsinul emiţător.

Influenţa curentului de sarcină al selsinului receptor, în regim de transformator, atunci cînd înfăşurarea sa este cuplată la intrarea într-un amplificator electronic la care impedanţa, practic, nu este infinită, se manifestă, de fapt, printr-o cădere a tensiunii de ieşire faţă de valoarea sa de mers în gol. Atunci cînd impedanţa pe care este cuplată înfăşurarea *SR* este comparabilă cu cea a înfăşurării, intervine o reacţie

puternică a rotorului, însoţită de diminuarea tensiunii de ieşire, iar dependenţa tensiunii de ieşire $U_{rm} = f(\theta)$ nu mai este cea ideală dată de (8.77) (la fel ca la transformatoarele rotative §8.1.2).

La funcţionarea selsinelor în regim indicator cuplul rezistent la arborele *SR* poate determina prezenţa unei zone de „insensibilitate", adică pentru un anumit unghi θ_e comandat de *SE* există un domeniu de valori ale unghiurilor θ_r, în care se poate afla rotorul *SR*; mărimea zonei de insensibilitate depinde de raportul dintre cuplul rezistent şi cuplul maxim pe care îl poate produce selsinul.

În regim dinamic, erorile se datoresc apariţiei unei componente a tensiunii de ieşire proporţională cu viteza de rotaţie. De aceea este indicat ca vitezele de lucru să fie mult mai mici decît cele corespunzătoare frecvenţei cu care sînt alimentate înfăşurările de excitaţie. În anumite aplicaţii se folosesc frecvenţe de 500 *Hz*, mai ales dacă diametrele exterioare ale statorului sînt sub 50 — 60 mm.

8.3. INDUCTOSINE

8.3.1. DEFINIŢII, CLASIFICĂRI

Inductosinele sînt traductoare inductive analogice de poziţie, capabile să realizeze o precizie ridicată de evaluare a deplasărilor liniare şi rotative. Au căpătat o largă utilizare începînd din anii 1955 — 57, o dată cu dezvoltarea maşinilor-unelte cu comandă-program de mare precizie. Aria lor de utilizare s-a extins treptat la citirea memoriilor externe ale calculatoarelor, la microscoape electronice, telescoape, tehnică militară, etc.

Principiul lor de funcţionare este similar cu al transformatoarelor rotative, dar la care cuplajul dintre înfăşurările aşezate pe cele două armături se realizează în aer. Absenţa circuitului magnetic, deci a crestăturilor, a permis realizarea unor înfăşurări cu un număr mare de perechi de poli, fapt care a condus la creşterea preciziei de evaluare a unghiurilor.

Din punct de vedere al construcţiei şi al domeniului de utilizare inductosinele sînt: rotative — pentru evaluarea deplasărilor unghiulare şi liniare — pentru deplasări pe o anumită direcţie.

Inductosinele, ca şi transformatoarele rotative, sînt traductoare c i c l i c e, întrucît tensiunea indusă într-o anumită înfăşurare are o variaţie armonică sinusoidală sau cosinusoidală, în raport cu unghiul tradus (sau distanţa), dar acest ciclu este adus la valori cît mai mici. Astfel, inductosinele în execuţie s i m p l ă au un ciclu de 0,5° — 1° (rotative) respectiv, sub 1 mm (liniare). Este posibilă realizarea unor inductosine m u l t i p l e care posedă de regulă trei înfăşurări cu cicluri diferite, fapt care conferă traductorului un ciclu rezultant extins la o rotaţie, respectiv la întreaga lungime ce trebuie măsurată într-o anumită aplicaţie concretă. [49].

8.3.2. INDUCTOSINE LINIARE

Inductosinul liniar este alcătuit din două elemente: unul mobil, legat de obiectul tehnic a cărui poziție (deplasare) se urmărește evaluată, și altul fix luat ca referință.

Elementul fix, numit r i g l ă, posedă o înfășurare uniform distribuită, liniară, plană, multiplă, executată după tehnologia circuitelor imprimate din radiotehnică. Elementul mobil — c u r s o r are două înfășurări, tot uniform distribuite, liniare, plane, multipolare (de obicei într-un singur strat), secționate astfel încît sînt plasate la un unghi de decalaj spațial de $\pi/2$ rad. între ele.

Rigla și cursorul se dispun astfel încît înfășurările sînt față în față, în plane paralele cu distanța de 0,1 — 0,3 mm. Suporturile înfășurărilor imprimate sînt realizate din oțel, sticlă sau ceramică.

Înfășurările cursorului, distincte: una „sinus", iar cealaltă „cosinus" trebuie să se dispună pe o anumită lungime în raport cu cea a riglei (fig. 8.22), de aceea se realizează din mai multe „elemente" intercalate, care apoi se înseriază între ele, obținîndu-se în felul acesta o însumare a tensiunilor induse în fiecare din elemente, iar în final se obțin cele două tensiuni la perechile de borne C - C, S - S, în cuadratură. Se are în vedere ca decalajul spațial dintre două „elemente" de înfășurare consecutive, una „sinus" și cealaltă „cosinus", să fie $s + s/4$. Pasul s are de obicei mărimea sub 2 mm. Lungimea activă a conductoarelor este sub 40 mm la inductosinele late și 20 mm la inductosinele înguste. Lățimea conductoarelor este dictată de condiția

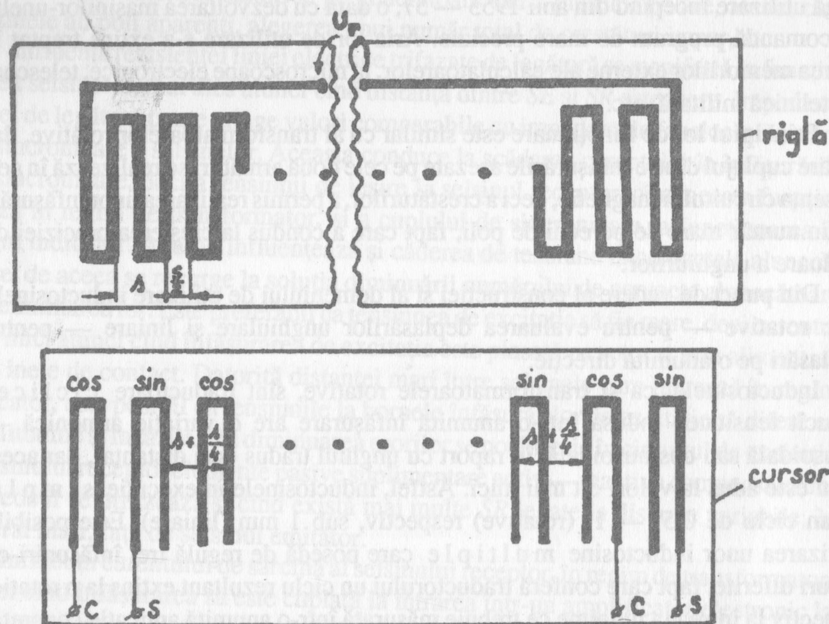


Fig. 8.22.

de eliminare a armonicilor de cuplaj mutuale între înfășurările cursorului și riglei. De obicei lungimea conductoarelor active de pe cursor este mai mare ca lungimea conductoarelor riglei, în vederea reducerii la minimum a cuplajului mutual parazit. Divizarea înfășurărilor cursorului creează probleme legate de realizarea interconexiunii între elementele acestora, în schimb crește precizia. Practic, în raport cu axa de simetrie a cursorului, înfășurările elementare impare dintr-o jumătate a lungimii sale sînt conectate în serie cu înfășurările elementare pare din cealaltă jumătate. Bornele de acces se scot pe partea opusă aceleia pe care se plasează conductoarele active, legăturile între cele două suprafețe se fac prin găuri corespondente la fiecare înfășurare elementară. Conductoarele de legătură dintre înfășurările elementare se răsucesc corespunzător cu scopul obținerii unui efect antiinductiv. Numerele de poli ale înfășurării sînt dictate de lățimea, rigiditatea suportului, lungimea, clasa de precizie și alte condiții impuse de utilizator. De exemplu, inductosinele pentru selecționarea pistelor în unitățile de discuri magnetice la calculatoarele de mare capacitate sînt de tip îngust, cu suport rigid, ușor și scurt, cu pasul s ajungînd sub 0,25 mm. Valoarea tensiunii de excitație aplicată riglei este de 10 V la 100 kHz, iar valorile maxime ale tensiunilor de ieșire pe înfășurările cursorului 6 mV. Mărimea lungimii măsurate este 125 mm, iar cursorul posedă două înfășurări speciale care semnalizează capetele de cursă.

Inductosinele liniare multiple posedă, pe lîngă înfășurarea fină ca în cazul inductosinelor liniare simple, încă două înfășurări cu pas mare, destinate pentru poziționări de precizie medie și grosieră. Cele trei înfășurări sînt coplanare, pe același suport, fiecare citind aceeași poziție, dar avînd erori proprii; prelucrarea semnalelor obținute permițînd o determinare a distanței, de exemplu, ciclul fiind întreaga lungime a riglei. Înfășurările de precizie medie și grosieră de pe riglă prezintă conductoarele dispuse sub forma unui fascicul, între direcția de deplasare a cursorului și conductoare existînd un anumit unghi α, care asigură o reducție geometrică a pasului polar față de cursa reală din cursor și riglă. Departajarea înfășurării de precizie medie de înfășurarea de precizie grosieră se face după unghiurile pe care le posedă conductoarele lor în cadrul fasciculului. La un inductosin liniar triplu înfășurările de precizie medie și grosieră de pe cursor au conductoarele înfășurărilor corespondente paralele cu cele de pe riglă. Firma Farrand Controls (S.U.A.) realizează un tip de inductosin la care pașii celor trei înfășurări au valorile 2 mm, 100 mm și respectiv 4.000 mm.

Funcționarea inductosinului liniar se bazează pe variația spațială a inductanței mutuale între înfășurările celor două elemente — rigla și cursorul. Aceste înfășurări, într-un strat, realizate din folie de cupru de 70 microni, permit un curent limitat la aproximativ 1 A, deci solenațiile inductoare sînt mici.

Cuplajul magnetic se realizează, practic, prin aer, de aceea se impune folosirea de frecvențe ridicate, 10 kHz, la care înfășurările au totuși caracter rezistiv.

Modul de alimentare a înfășurărilor inductoare determină regimul de funcționare a inductosinului liniar. Se pot obține regimurile de modulație de fază și de modulație de amplitudine.

18 Comanda nr. 31271

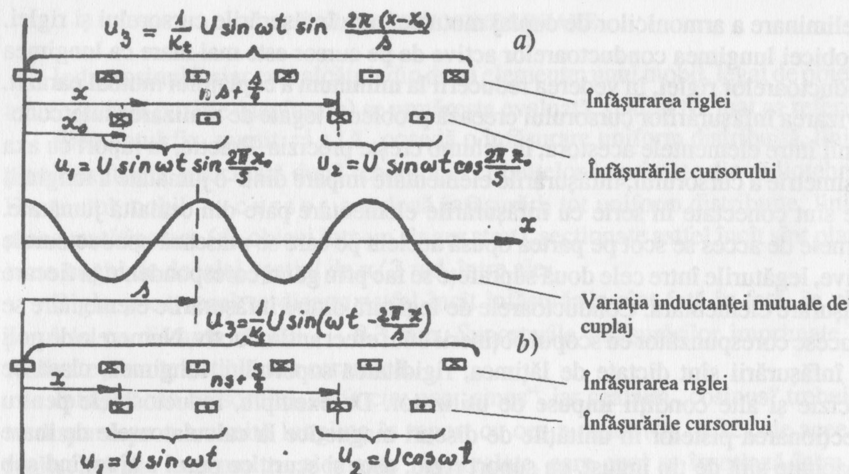


Fig. 8.23.

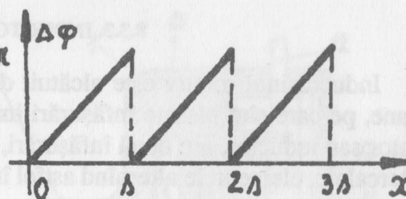
La funcţionarea în regim de modulaţie de fază, înfăşurările inductoare ale cursorului se alimentează de la două tensiuni u_1 şi u_2 de amplitudini egale, dar defazate în timp cu $\pi/2$ rad.el. Inductanţa mutuală variază aproximativ după o cosinusoidă în raport cu distanţa x dintre conductoarele de „început", luate ca referinţă, de pe cele două armături: riglă şi cursor. Cînd aceste conductoare sînt faţă în faţă, distanţa x este zero, iar cuplajul este maxim, adică $M = M_m \cdot \cos(2\pi/s)x$. Relaţia aceasta ţine seama de faptul că valoarea maximă a inductanţei mutuale şi în acelaşi sens se obţine dacă x devine egal cu s, adică dacă s-a deplasat cursorul cu un dublu pas. Avînd în vedere fig. 8.23. *b*, tensiunea u_3 indusă în riglă se va obţine ca sumă algebrică a tensiunilor induse de fiecare dintre înfăşurările cursorului, adică:

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U \sin\omega t \cos\frac{2\pi}{s} x - \frac{1}{k_t} U \cos\omega t \cos\frac{2\pi}{s}\left(x + ns + \frac{s}{4}\right) = \frac{1}{k_t} U \left(\sin\omega t \cos\frac{2\pi}{s} x - \cos\omega t \sin\frac{2\pi}{s} x\right) = \frac{1}{k_t} U \sin\left(\omega t - 2\pi\frac{x}{s}\right) \quad (8.83)$$

S-a ţinut seama de raportul de transformare k_t dependent de mărimea cuplajului magnetic dintre înfăşurările riglei şi cursorului. Aşadar, tensiunea obţinută la ieşire are amplitudinea constantă, dar faza este dependentă de variabila x. [49]

Defazajul dintre tensiunea rezultantă în riglă şi tensiunea u_1, de exemplu, este $\Delta\varphi = 2\pi x/s$, adică depinde liniar de x, după cum se vede în fig. 8.24, $\Delta\varphi \in (0, 2\pi)$. Trecerile prin 0 ale acestui defazaj au loc atunci cînd x este multiplu de s şi pot fi contorizate. La funcţionarea în regim de modulaţie în amplitudine, cele două înfăşurări ale cursorului se alimentează cu tensiuni în fază, dar amplitudinile

lor sînt variabile în funcţie de poziţia dorită caracterizată prin x_0, anume: una este dată de $u_1 = U\sin\omega t \cdot \sin(2\pi x_0/s)$, iar cealaltă este dată de $u_2 = U\sin\omega t \cdot \cos(2\pi x_0/s)$. În acest caz se evaluează situaţia cînd tensiunea rezultantă în riglă este nulă. Concret, fie x poziţia cursorului faţă de riglă, iar x_0 poziţia dorită, fig. 8.23. *a*, tensiunea rezultantă în înfăşurarea riglei este



Fid. 8.24.

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U \sin\omega t \sin\frac{2\pi x_0}{s} \cos\frac{2\pi}{s} x - \frac{1}{k_t} U \sin\omega t \cos\frac{2\pi x_0}{s} \sin\frac{2\pi}{s} x = \frac{1}{k_t} U \sin\omega t \sin\frac{2\pi}{s}(x_0 - x) \quad (8.84)$$

Aşadar, s-a obţinut o tensiune de pulsaţie ω, dar amplitudinea este dependentă de diferenţa $x_0 - x$ (fig. 8.25). Această tensiune este nulă în punctele care îndeplinesc condiţia

$$\frac{2\pi}{s}(x_0 - x) = k\pi \text{ sau } x = x_0 + \frac{ks}{2} \quad (8.85)$$

În modul acesta se pot evalua distanţele x în raport cu un x_0 cunoscut, înregistrînd numărul trecerilor prin zero ale tensiunii u_3. Totodată inductosinul se poate folosi pentru poziţionări exacte, întrucît cînd $x = x_0$, semnalul de ieşire este nul (ca la selsine). Deoarece numărul de poli este mare (64, 96 sau chiar 196), sistemele de poziţionare cu inductosine se utilizează drept canale fine, de precizie deosebită.

Inductosinul liniar, utilizat în buclă de comandă şi măsură a poziţiei, poate fi interpretat ca un cuadripol activ, la a cărui intrare se aplică semnale cunoscute, iar la ieşire se obţin semnale care permit evaluarea poziţiei relative dintre riglă şi cursor, printr-o prelucrare ulterioară, eventual şi o afişare. În acest sistem pot apărea două categorii de erori, unele datorită alimentării şi altele datorită unor inexactităţi de construcţie a inductosinului. În categoria erorilor datorită alimentării intră: erorile de alimentare de fază, erorile de alimentare de amplitudine, erorile de alimentare de formă. În cea de a doua categorie se includ erorile datorită inegalităţii modulelor şi fazelor impedanţelor înfăşurărilor cursorului, erorile de construcţie prin cuplaj parazit, erori produse de viteza elementului mobil al inductosinului, erori datorită imperfecţiunilor de realizare a unei geometrii a înfăşurărilor şi inegalităţii întrefierului pe întreaga lungime de lucru.

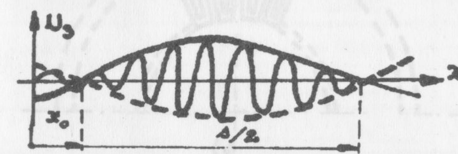


Fig. 8.25.

8.3.3. INDUCTOSINE ROTATIVE

Inductosinul rotativ este alcătuit din două elemente, avînd formă de discuri plane, pe care sînt plasate înfăşurări imprimate. Unul din discuri — fix, denumit stator sau inductor, are două înfăşurări, plane, multipolare, realizate din elemente intercalate, elementele alternînd astfel încît prin înserierea lor (din două în două)să se obţină două înfăşurări decalate în spaţiu la $\pi/2$ radiani. Secţionarea înfăşurărilor statorice în înfăşurări elementare este necesară pentru o repartizare simetrică şi uniformă într-un singur strat pe întreaga suprafaţă a discului. Cel de al doilea disc — mobil, denumit rotor sau indus, posedă o singură înfăşurare, plană, cu pas unghiular constant. Între feţele celor două discuri pe care se găsesc înfăşurările există o distanţă de 0,1 — 0,3 mm. Spre deosebire de inductosinele liniare, la inductosinele rotative inductorul este fix, iar indusul mobil. Din punct de vedere al geometriei, inductosinul rotativ se aseamănă cu maşinile cu întrefier axial şi rotor disc (§5.2), dar realizarea trebuie să fie mult mai precisă. În fig. 8.26. *a* este prezentată o înfăşurare rotorică la care distanţa dintre conductoarele vecine ale înfăşurării cît şi lăţimea conductoarelor sînt variabile cu raza. Faptul acesta conduce la o densitate variabilă a curentului pe rază şi la o limitare a diametrului interior al înfăşurării în condiţia impunerii diametrului său exterior. Din acest motiv se recurge uneori la folosirea de înfăşurări multiple, adică înfăşurări concentrice distincte, dar care au acelaşi pas. Totodată este posibilă şi folosirea unor înfăşurări multistrat, în două sau chiar trei straturi, la care există posibilitatea compensării suplimentare a tensiunilor periferice induse şi se îmbunătăţeşte distribuţia spaţială a cîmpului magnetic în întrefier, ca urmare a deplasării reciproce corespunzătoare a straturilor. În fig. 8.26. *b* se prezintă un element de înfăşurare statorică. Evident, numărul de elemente statorice este par, deoarece unui element „cosinus", de exemplu, trebuie să-i corespundă alt element „sinus" decalat la $\pi/2$. Lungimea activă a conductorului statoric este, în general, mai mare decît lungimea activă a conductorului rotoric. Se pot folosi şi înfăşurări statorice cu pas scurtat în vederea anulării armonicilor, deşi pe ansamblu pasul mediu la rotor trebuie să fie egal cu cel de la stator. În ceea ce priveşte numărul de elemente de înfăşurare statorică acesta este în practică: 8, 16 sau 24 la un diametru al discului de 300 mm.

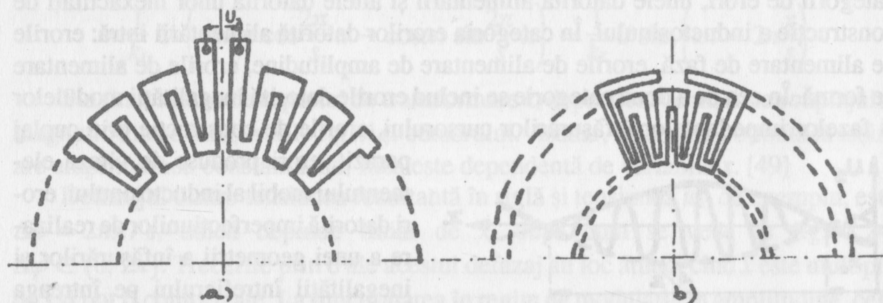


Fig. 8.26.

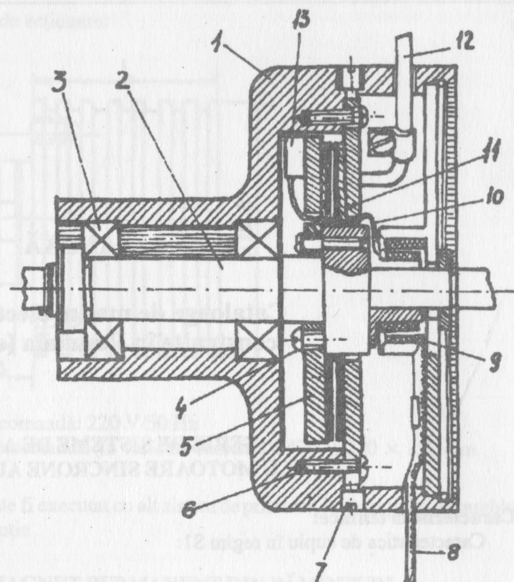


Fig. 8.27.
Secţiune printr-un inductosin rotativ capsulat

1 — carcasă, 2 — ax, 3 — rulment, 4 — şuruburi de fixare a rotorului, 5— rotor, 6 — şuruburi de fixare a statorului, 7 — şuruburi de centrare a statorului, 8 — cabluri pentru semnale de ieşire, 9 — transformator de cuplaj, 10 — cabluri de conexiune între preamplificator şi transformatorul de cuplaj, 11 — stator, 12 — cabluri de alimentare a statorului, 13 — preamplificator.

Alegerea numărului de poli pentru înfăşurări este dictată de aplicaţia concretă. Pentru utilizarea sistemului zecimal se folosesc 100*k* poli, pentru cel în baza 2 se folosesc 128*k* poli, iar pentru sistemul în grade 180*k* poli.

La o alimentare a statorului, prelucrarea semnalului rotoric indus se poate face: cu cabluri de conexiune, cînd inductosinele nu depăşesc o rotaţie, cu inele colectoare şi cu transformator de cuplaj între rotor şi stator (fig. 8.27).

Din punct de vedere funcţional inductosinul rotativ se aseamănă cu cel liniar. Sînt posibile două regimuri de funcţionare la alimentarea statorică: cu modulaţie de fază şi cu modulaţie în amplitudine. Expresiile tensiunilor induse în aceste regimuri sînt similare cu (8.83) şi (8.84) cu diferenţa că deplasările liniare sînt înlocuite cu unghiuri de rotaţie. În ceea ce priveşte erorile care se întîlnesc la aceste inductosine şi compensarea lor sînt valabile consideraţiile de la inductosinele liniare.

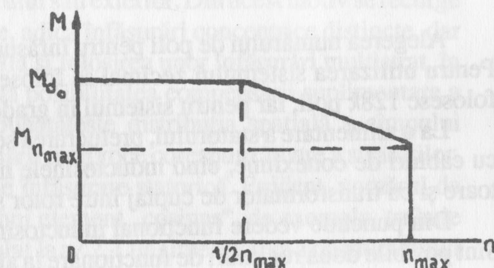
ANEXĂ

Cataloage de maşini electrice speciale construite în România (extrase) [51]

SERIE DE SISTEME DE ACŢIONARE CU MOTOARE SINCRONE AUTOPILOTATE

Caracteristici tehnice:

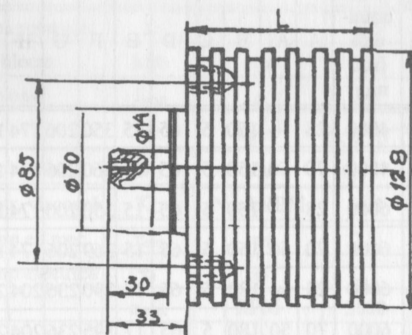
Caracteristica de cuplu în regim S1:



Principalele caracteristici ale motoarelor de acţionare:

	U.M.	MSAP–2	MSAP–3	MSAP–4
$M_{n\,max}$	Nm	1	1,8	2,5
$M_{d\,0}$	Nm	2	3	4
M_{imp}	Nm	4	5	6
n_{max}	rot/min	5000	5000	4000
gama reglaj turaţie	—	1:100	1:100	1:100
masa	Kg	2	2,5	3
L	mm	60	76	92
cuplu specific	Nm/Kg	1	1,2	1,33

Dimensiunile de gabarit ale motorului de acţionare:

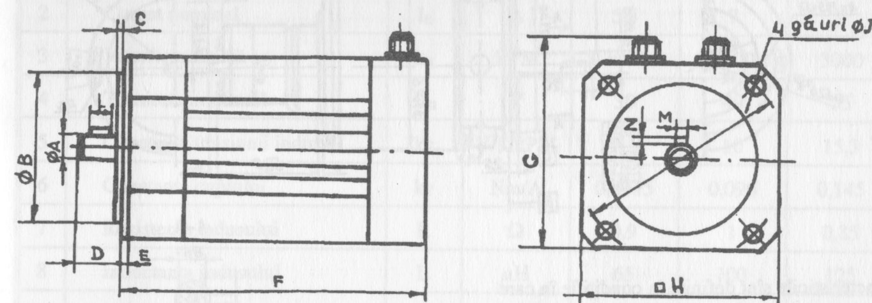


Tensiunea de alimentare a blocului de comandă: 220 V/50 Hz
Dimensiunile de gabarit ale blocului de comandă (în varianta standard): 420 × 320 × 150 mm

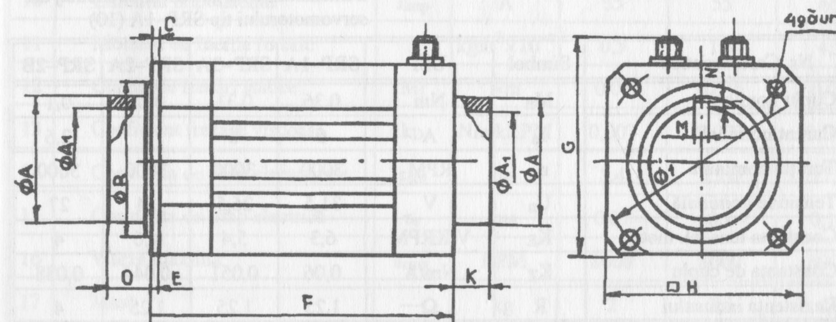
NOTĂ: La cerere, motorul de acţionare poate fi executat cu alt sistem de prindere, iar întregului ansamblu i se pot adapta şi alte funcţiuni de execuţie

SERVOMOTOARE CU MAGNET PERMANENT DIN PĂMÎNTURI RARE FĂRĂ CRESTĂTURI STATORICE

CU AX PLIN

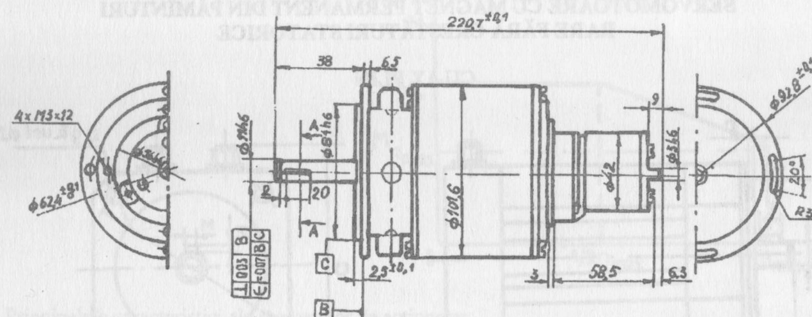


CU AX GĂURIT



TIP	Puterea nominală [CP]	Viteza nominală [rot/min]	A	A1	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N
185–SFC–3N–4000	3	4000	28	—	150	5	65	15	350	206	174	185	11	—	45	8	4
185–SFC–3G–4000	3	4000	70	50	150	5	65	15	360	206	174	185	11	60	45	16	4
185–SFC–3N–6000	3	6000	28	—	150	5	65	15	350	206	174	185	11	—	45	8	4
185–SFC–3G–6000	3	6000	70	50	150	5	65	15	369	206	174	185	11	60	45	16	4
215–SFC–5N–6000	5	6000	28	—	180	5	65	17	390	236	204	215	15	—	45	10	4
215–SFC–5G–6000	5	6000	70	50	180	5	65	17	395	236	204	215	15	60	45	16	4
215–SFC–7,5N–6000	7,5	6000	32	—	180	5	80	17	475	236	204	215	15	—	70	10	5
215–SFC–7,5G–6000	7,5	6000	70	50	180	5	65	17	475	236	204	215	15	60	45	16	4

SERVOMOTOARE DE C.C. CU ROTOR PAHAR BOBINAT



Caracteristicile sînt definite în condițiile în care servomotorul este fixat pe o placă de aluminiu cu dimensiunile: 130 · 260 · 12,5 mm³

Dimensiunile de gabarit și de montaj ale servomotorului tip SRP–1A (10)

Nr. Caracteristică	Simbol	UM	SRP–1A	SRP–3A	SRP–2A	SRP–2B
1. Cuplu nominal	M_n	Nm	0,36	0,31	0,22	0,1
2. Curent nominal	I_n	A	6	6	5	2,6
3. Turația nominală	n_n	RPM	3000	3000	3000	3000
4. Tensiune nominală	U_n	V	31,5	26,5	24	27
5. Constanta tens. el. mot.	K_E	V/KRPM	6,3	5,4	4,6	4
6. Constanta de cuplu	K_T	Nm/A	0,06	0,051	0,044	0,038
7. Rezistența indusului	R	Ω	1,25	1,25	1,25	4

Nr. Caracteristică	Simbol	UM	SRP–1A	SRP–3A	SRP–2A	SRP–2B
8. Autoinductivitatea rotorului	L	μH	125	125	125	500
9. Cuplu cu rotorul blocat	Mrb	Nm	0,28	0,23	0,16	0,07
10. Curentul impulsional	I_{imp}	A	40	35	25	13,5
11. Inerția rotorului	J	kgm^2	$6,5\times10^{-6}$	$6,5\times10^{-6}$	$6,5\times10^{-6}$	4×10^{-6}
12. Cuplu de frecare statică	M_f	Nm	0,017	0,017	0,01	0,01
13. Coeficient de antr. vîscoasă	K_D	Nm/kRPM	0,01	0,01	0,006	0,006
14. Constanta de timp el. mec.	τ_{em}	ms	2,1	3	4	10
15. Constanta de timp electrică	τ_e	ms	0,1	0,1	0,1	0,1
16. Turația maximă	n_{max}	RPM	5000	5000	5000	5000
17. Greutate	—	kg	3,7	3,2	2,5	1,8

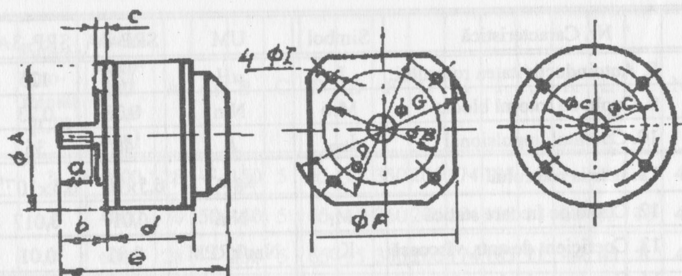
SERVOMOTOARE DE CURENT CONTINUU CU ÎNFĂȘURARE PE ROTOR-DISC

Nr.	Caracteristica	Simbol	U.M.	SRDB–100	SRDB–200	SRDB–300
1	Cuplu nominal	M_n	Nm	0,35	0,65	1,2
2	Curent nominal	I_n	A	5,5	7	9
3	Viteză nominală	n_n	RPM	3000	3000	3000
4	Tensiune nominală	U_n	V	30	40	55
5	Constanta tensiunii induse	k_E	V/KRPM	7,5	10	15,3
6	Constanta cuplului	k_T	Nm/A	0,0715	0,096	0,145
7	Rezistența indusului	R	Ω	0,9	1	0,85
8	Inductanța indusului	L	μH	65	100	125
9	Cuplul în regim continuu	Mrb	Nm	0,32	0,57	1,1
10	Curentul impulsional	I_{imp}	A	35	55	65
11	Moment de inerție rotoric	J	$kgm^2\times10^{-4}$	0,5	1,5	4,5
12	Cuplul de frecări statice	M_f	Nm	0,03	0,035	0,04
13	Coeficient frecare vîscoasă	k_D	Nm/kRPM	0,007	0,007	0,007
14	Constanta de timp electromec.	τ_{em}	ms	8,4	15,6	17,2
15	Constanta de timp electrică	τ_e	ms	0,07	0,1	0,15
16	Viteză maximă	n_{max}	RPM	8000	8000	8000
17	Masă	—	kg	2	2,5	4,5

SDRB 100

SDRB 200

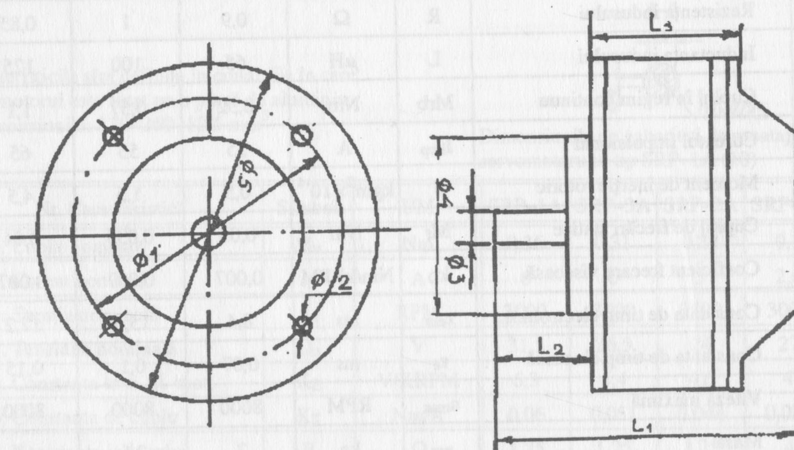
SDRB 300



	SDRB–100	SDRB–200	SDRB–300
ØA	105	115	155
ØB	95h6	110h6	130h6
ØC	50h6	80h6	95h6
ØD	115	130	165
ØE	70	100	115
ØF	110	120	150
ØG	135	160	200
ØH	10h6	11h6	14h6
ØI	9	9	13

	SDRB–100	SDRB–200	SDRB–300
a	14	14	20
b	30	30	30
c	3	3	3
d	51	70	70
e	103	127	137
f	7,5	8,5	11
g	4h9	4h9	5h9
h	4	6	6
i	6,5	6	7
k	3	3	4
l	10	10	10

SERVOMOTOR DE CURENT CONTINUU CU ROTOR DISC



TIP MOTOR	Ø1	Ø2	Ø3	Ø4	Ø5	L1	L2	L3
90 SRD 100	70	M4	12	50	112	122	35	63
170 SRD 600	115	M8	14	95	194	125	36	71
129 SRD 420	95,2	G¼	12,7	76,2	144	147	47	72,8
160 SRD 1130	149,2	G⅜	15,2	114,3	186,3	182	56	90

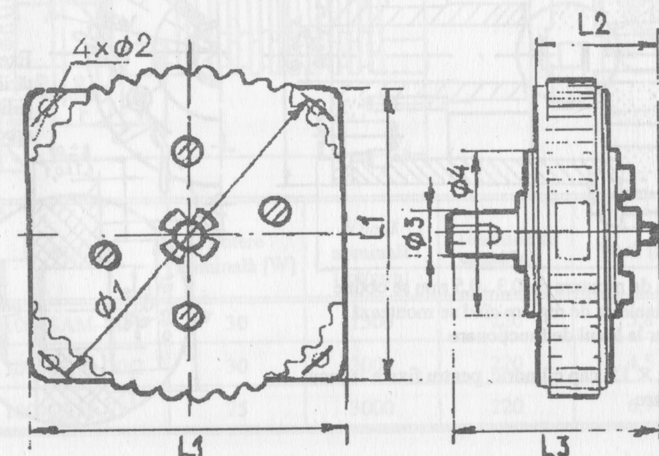
Caracteristici electro-mecanice

TIP MOTOR	Putere nominală (W)	Cuplu nominal T (N.cm)	Viteză nominală N (rpm)	Tensiune nominală E (V)	Curent nominal I (A)	Cuplu impulsional TP (N.cm)	Constanta tensiunii induse KE (V/k rot/min)	Cuplu de fricțiune mediu (N.cm)	Constanta de frecare vîscoasă kD (Ncm/k rot/min)	Moment de inerție JM (kg cm²)	Masa motorului M (kg)
90 SRD 100**	100	31,8	3000	26	6,6	348	6,1	2,5	0,8	0,58	2,3
170 SRD 600**	600	190	3000	105	7,3	1400	30	9	5	8	8
129 SRD 420*	420	134	3000	62,5	8,55	1400	18	3	3,3	1,6	5
160 SRD 1130*	1130	360	3000	165	8	3860	50	7,8	5,5	5,93	7,95

* 25ºC Ambient

** 40ºC Ambient

SERVOMOTOARE DE C.C. PLATE CU MAGNEȚI DIN PĂMÎNTURI RARE CU ROTOR DISC



TIP	L1	L2	L3	Ø1	Ø2	Ø3	Ø4
129 SRDPR 250	144	34	76	165	10	12j5	70
190 SRDPR 700	208	38	92	250	11	24j5	130

Caracteristici electromecanice

TIP	Putere nominală P_n [W]	Cuplu nominal M_n [Ncm]	Turaţie nominală n_n [min^{-1}]	Tensiune nominală U_n [V]	Curent nominal I_n [A]	Masă [kg]
129 SRDPR 250	250	80	3000	44	8,2	2,1
190 SRDPR 700	700	223	3000	122	7,8	5

TAHOGENERATOARE DE CURENT CONTINUU CU ROTOR PAHAR BOBINAT

Exemplul montării unui rotor pahar pe un arbore motor

1. Dimensiunea de montare de 0,3...0,5 mm se obţine cu ajutorul inelelor de reglare cînd se montează rotorul pahar la locul de funcţionare .

2. Şuruburi M3 × 15, cap cilindric, pentru fixare la locul de funcţionare

TIRP 1

TIRP 2

Caracteristicile tahogeneratorului TIRP

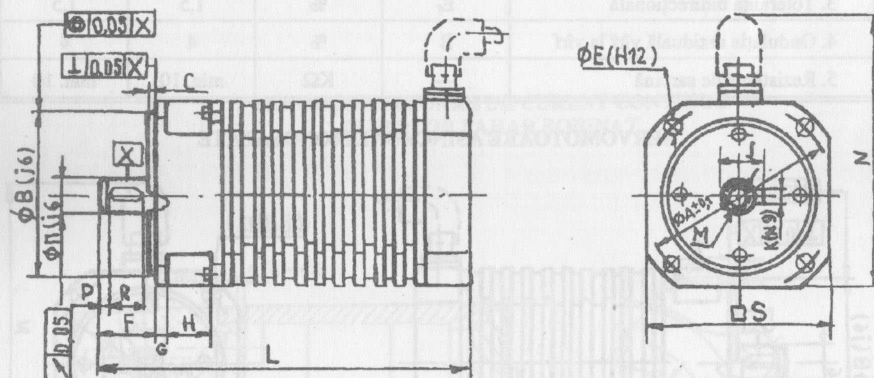
Nr. Caracteristici	Simbol	UM	Valoare	
			TIRP–1	TIRP–2
1. Const. tens. induse la 1000 rpm	K_E	V	3	12
2. Rezistenţa indusului	R	Ω	100	66
3. Toleranţa bidirecţională	E_r	%	1,5	1,5
4. Ondulaţie reziduală vîrf la vîrf	B	%	4	4
5. Rezistenţă de sarcină	—	KΩ	min. 10	min. 10

SERVOMOTOARE ASINCRONE MONOFAZATE

TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune de linie [V]	Masă [kg]	Moment de inerţie [kg · m^2]
100–SAM–30/1	30	1500	220	5,8	$2.8 \cdot 10^{-4}$
100–SAM–30/2	30	3000	220	4,5	$1,9 \cdot 10^{-4}$
100–SAM–75	75	3000	220	6,7	$3,7 \cdot 10^{-4}$

TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune de linie [V]	Masă [kg]	Moment de inerție [kg · m²]
100–SAM–110	110	3000	220	8	$4{,}9 \cdot 10^{-4}$
115–SAM–30	30	3000	220	3,8	$4 \cdot 10^{-4}$
115–SAM–150	150	3000	220	7,6	$8{,}6 \cdot 10^{-4}$
115–SAM–220	220	3000	220	8,4	$10{,}2 \cdot 10^{-4}$
130–SAM–30	30	3000	220	3,8	$3{,}2 \cdot 10^{-4}$
130–SAM–150	150	3000	220	7,6	$7{,}8 \cdot 10^{-4}$
130–SAM–220	220	3000	220	8,4	$10{,}1 \cdot 10^{-4}$

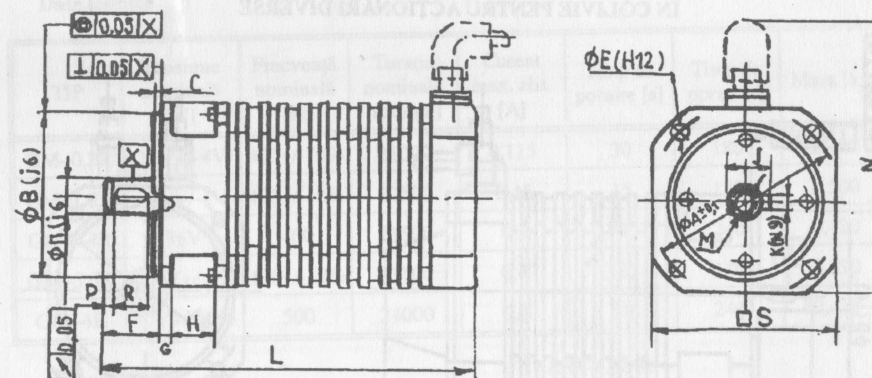
SERVOMOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU ALIMENTARE DIRECTĂ DE LA REȚEA



TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune nominală [V]	Masă [kg]	Moment de inerție [kg · m²]
100–SA–55/1	55	1500	380	4,3	$2{,}2 \cdot 10^{-4}$
100–SA–55/2	55	3000	380	2,5	$1{,}3 \cdot 10^{-4}$
100–SA–75/1	75	1500	380	5,1	$2{,}8 \cdot 10^{-4}$
100–SA–75/2	75	3000	380	2,8	$1{,}6 \cdot 10^{-4}$
100–SA–110/1	110	1500	380	7,1	$4{,}3 \cdot 10^{-4}$
100–SA–110/2	110	3000	380	3,4	$2{,}2 \cdot 10^{-4}$
100–SA–150	150	3000	380	4,4	$3{,}1 \cdot 10^{-4}$

TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune nominală [V]	Masă [kg]	Moment de inerție [kg · m²]
100–SA–220	220	3000	380	5,3	$4{,}3 \cdot 10^{-4}$
115–SA–220/1	220	1500	380	11,6	$12{,}4 \cdot 10^{-4}$
115–SA–220/2	220	3000	380	5,8	$6{,}2 \cdot 10^{-4}$
115–SA–370	370	3000	380	8,1	$9{,}3 \cdot 10^{-4}$
115–SA–550	550	3000	380	8,9	$10{,}9 \cdot 10^{-4}$
130–SA–550	550	3000	380	8,3	$10{,}1 \cdot 10^{-4}$
130–SA–750	750	3000	380	10,8	$14{,}7 \cdot 10^{-4}$
165–SA–1500	1500	3000	380	42,1	$58{,}9 \cdot 10^{-4}$
165–SA–2200	2200	3000	380	52,5	$77{,}3 \cdot 10^{-4}$

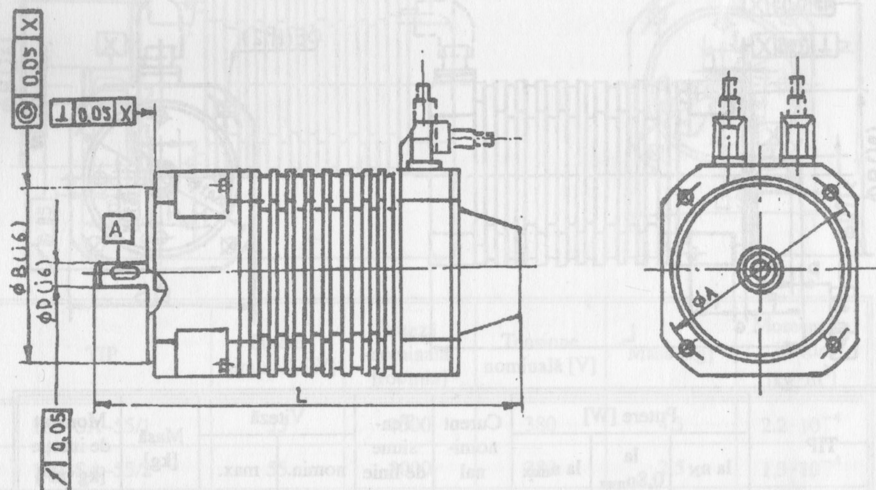
SERVOMOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE PENTRU ACȚIONĂRI PRINCIPALE ALIMENTATE PRIN CONVERTIZOARE STATICE



TIP	Putere [W]			Curent nominal	Tensiune de linie	Viteză		Masă [kg]	Moment de inerție [kg · m²]
	la n_N	la $0{,}8n_{max}$	la n_{max}			nomin.	max.		
100–SA–55	55	55	40	0,4	220	3000	10000	1,7	$0{,}8 \cdot 10^{-4}$
100–SA–75	75	75	55	0,5	220	3000	10000	2,5	$1{,}1 \cdot 10^{-4}$
100–SA–110	110	110	80	0,75	220	3000	10000	3,5	$1{,}6 \cdot 10^{-4}$
100–SA–150	150	150	110	1	220	3000	10000	4,5	$2{,}1 \cdot 10^{-4}$
100–SA–220	220	220	155	1,45	220	3000	10000	6,2	$3{,}1 \cdot 10^{-4}$

TIP	Putere [W]			Curent nominal	Tensiune de linie	Viteză		Masă [kg]	Moment de inerție [kg · m²]
	la n_N	la $0{,}8n_{max}$	la n_{max}			nomin.	max.		
115–SA–220	220	220	155	1,4	220	3000	10000	5,8	$5{,}9 \cdot 10^{-4}$
115–SA–370	370	370	260	2,2	220	3000	10000	7,9	$10{,}1 \cdot 10^{-4}$
115–SA–550	550	550	400	3,1	220	3000	10000	10,3	$14{,}8 \cdot 10^{-4}$
130–SA–550	550	550	400	2,9	220	3000	10000	9,5	$9{,}4 \cdot 10^{-4}$
130–SA–750	750	750	550	4	220	3000	10000	12,5	$14 \cdot 10^{-4}$
130–SA–1100	1100	1100	800	5,3	220	3000	10000	15,6	$18{,}8 \cdot 10^{-4}$
130–SA–1500	1500	1500	1100	6,6	220	3000	10000	21,8	$28 \cdot 10^{-4}$
165–SA–1500	1500	1500	1050	6,6	220	3000	10000	23	$53 \cdot 10^{-4}$
165–SA–2200	2200	2200	1540	8,5	220	3000	10000	30	$75 \cdot 10^{-4}$
165–SA–3700	3700	3700	2590	13,3	220	3000	10000	37	$117 \cdot 10^{-4}$

SERVOMOTOARE ASINCRONE CU ROTOR ÎN COLIVIE PENTRU ACȚIONĂRI DIVERSE



TIP	Mn [N · m]	n_{max} [rot/min]	J [$kgm^2 \cdot 10^{-4}$]	masă		A	B	D	L [mm]	
				fără frînă	cu frînă				fără frînă	cu frînă
165–SAA–4,7	4,7	3000	40	17,6	20,6	165	130	28	338	375
165–SAA–7	7	3000	60	23,8	26,8	165	130	28	371	416
165–SAA–10	10	3000	85	30,3	33,3	165	130	28	414	451
165–SAA–13	13	3000	118	38,7	41,7	165	130	28	464	501
215–SAA–13	13	3000	125	30,8	35,8	215	180	32	376	418
215–SAA–17	17	3000	140	36,5	41,5	215	180	32	414	456
215–SAA–23	23	3000	180	50,5	55,5	215	180	32	451	493
215–SAA–35	35	3000	300	76,7	31,7	215	180	32	551	593
265–SAA–70	70	3000	750	135	148	265	230	38	570	615

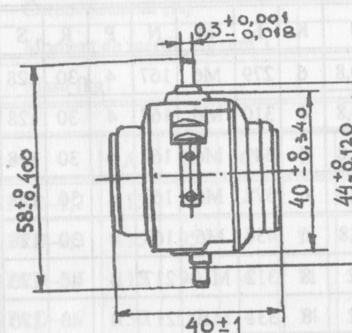
GIROMOTOARE ELECTRICE TRIFAZATE

Giromotoarele asincrone sau sincrone trifazate prezintă un stator interior și un rotor exterior în scopul creșterii momentului de inerție.

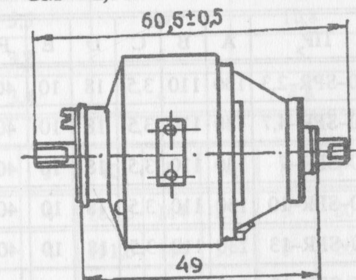
Date tehnice

TIP	Tensiune nominală [V]	Frecvență nominală [Hz]	Turația nominală [rot/min]	Curent max. abs. [A]	Timp de pornire [s]	Timp de oprire [s]	Masa [kg]
GM–0,2R	36V+/-4V	400+/-10%	21000	0,115	30	180	0,115
GM–1,8R	36V+/-4V	400+/-10%	22500	0,45	15	180	0,500
GMR–4R	36V	400	21500	0,3	105	240	0,420
GM–5,6R	200V+/-5%	400+/-10%	21500	0,4	120	180	0,590
GM–4R	40V+/-10%	500	24000	0,5	10	240	0,425

GM — 0,2 R

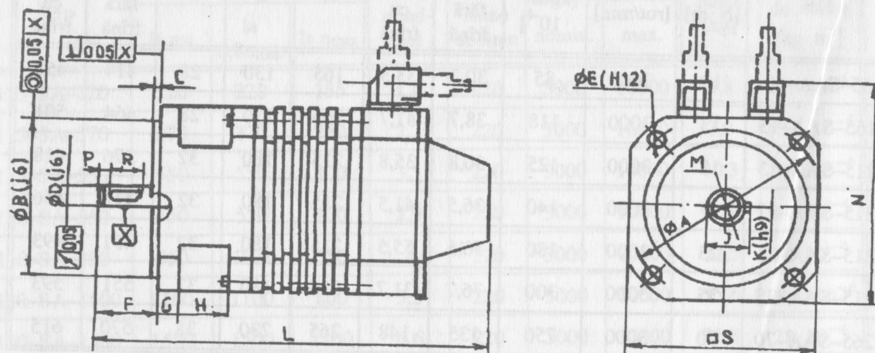


GM — 1,8 R



19 Comanda nr. 31271

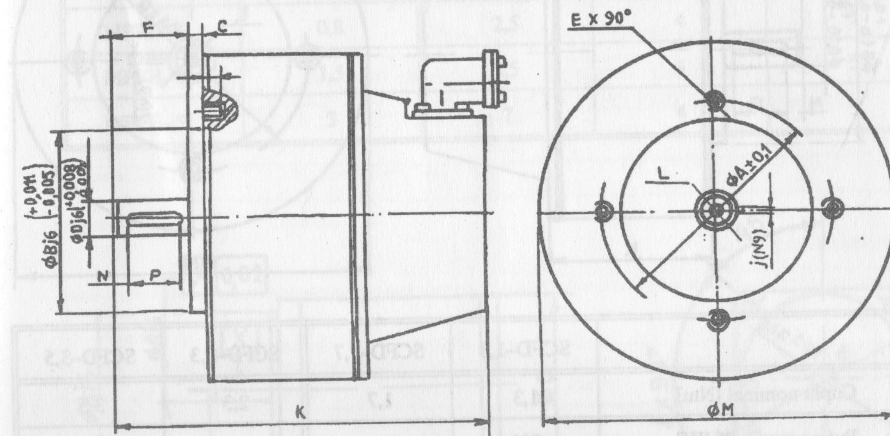
SERVOMOTOARE SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI CU CÎMP INTENS



TIP	Cuplu la 0,5 n_{max} [Nm]	Cuplu la n_{max} [Nm]	Curent nominal [A]	Viteză maximă [rot/min]	Tensiunea la viteză maximă [V]	Moment de inerție [$kg \cdot cm^2$]	Masă [kg]
130–SPR–2,3	2,3	1,8	4	3000	190	5,5	8
130–SPR–4,7	4,7	2,3	6,6	3000	190	10	11
130–SPR–7	7	3,5	7,2	2000	190	15	16
130–SPR–10	10	7	10,5	2000	190	28	20
130–SPR–13	13	10	13	2000	190	39	25
165–SPR–10	10	7	10,8	2000	190	42	17
165–SPR–13	13	10	13,8	2000	190	50	21
165–SPR–17	17	12	17	2000	190	68	26
165–SPR–23	23	12	23,5	2000	190	110	34
165–SPR–35	35	20	28	1500	190	195	50

TIP	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	R	S
130–SPR–2,3	130	110	3,5	18	10	40	12	38	20,8	6	279	M6	167	4	30	128
130–SPR–4,7	130	110	3,5	18	10	40	12	38	20,8	6	310	M6	167	4	30	128
130–SPR–7	130	110	3,5	18	10	40	12	38	20,8	6	341	M6	167	4	30	128
130–SPR–10	130	110	3,5	18	10	40	12	38	20,8	6	372	M6	167	4	30	128
130–SPR–13	130	110	3,5	18	10	40	12	38	20,8	6	434	M6	167	4	30	128
165–SPR–10	165	130	3,5	28	12	50	14	45	32	8	312	M10	217	4	40	170
165–SPR–13	165	130	3,5	28	12	50	14	45	32	8	331	M10	217	4	40	170
165–SPR–17	165	130	3,5	28	12	50	14	45	32	8	369	M10	217	4	40	170
165–SPR–23	165	130	3,5	28	12	50	14	45	32	8	407	M10	217	4	40	170
165–SPR–35	165	130	3,5	28	12	50	14	45	32	8	445	M10	217	4	40	170

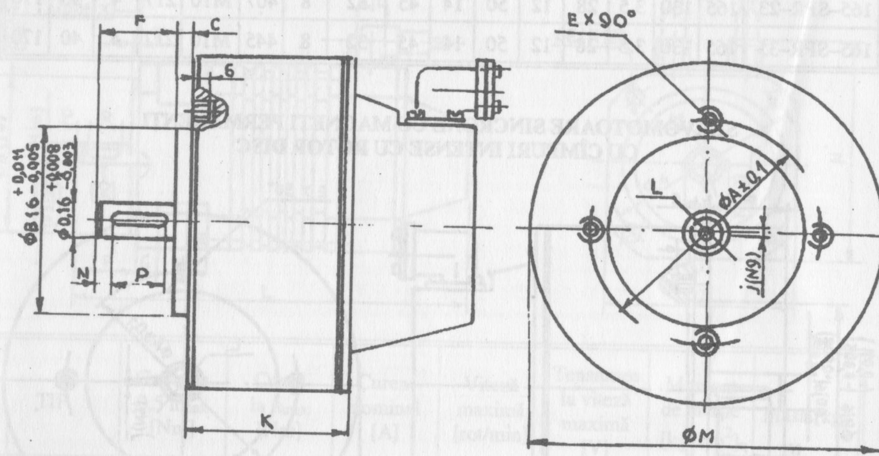
SERVOMOTOARE SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI CU CÎMPURI INTENSE CU ROTOR DISC



	SPRD–1,7	SPRD–2,3	SPRD–3,5	SPRD–4,7
Moment nominal [N · m]	1,7	2,3	3,5	4,7
Putere nominală [W]	550	720	1100	1500
Viteză nominală [rot/min]	3000	3000	3000	3000
Viteză maximă [rot/min]	4000	4000	4000	4000
KE [V/rot/min] × 10^3	20	20	20	20
Curent nominal [A]	4,2	5,5	7,7	10,8
Moment de inerție [$kg \cdot cm^2$]	2,4	3,2	4	5
Masă [kg]	2,8	3,4	4	4,8

	A	B	C	D	E	F	G	J	K	L	M	N	P
SPRD–1,7	115	95	4	11	M8	26,4	8	4	183,6	M4	150	5	20
SPRD–2,3	115	95	4	11	M8	26,4	8	4	191,6	M4	150	5	20
SPRD–3,5	115	95	4	11	M8	26,4	8	4	203,6	M4	150	5	20
SPRD–4,7	130	110	4	14	M8	31	8	5	208	M5	180	3	25

SERVOMOTOARE SINCRONE CU MAGNET PERMANENT PE BAZĂ DE PĂMÎNTURI RARE CU ROTOR-DISC FĂRĂ CRESTĂTURI STATORICE



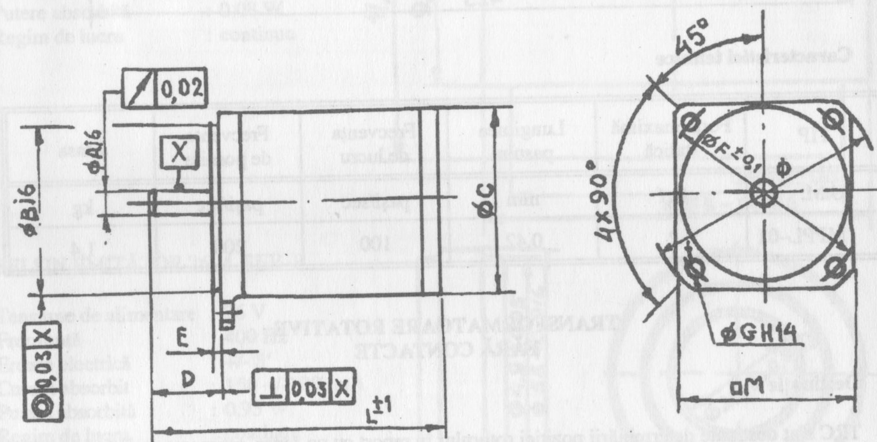
	SCFD–1,3	SCFD–1,7	SCFD–2,3	SCFD–3,5
Cuplu nominal [Nm]	1,3	1,7	2,3	3,5
Putere nominală [W]	550	720	1100	1500
Viteză nominală [rot/min]	3000	3000	3000	3000
Viteză maximă [rot/min]	4000	4000	4000	4000
K_E (U_E/1000 rot/min) [V]	20	20	20	20
Curent nominal [A]	4,2	5,5	7,7	10,8
Moment de inerție [kg cm^2]	0,75	1	2,7	3,4
Masă [kg]	2,5	3,1	3,7	4,5

	A	B	C	D	E	F	G	J	K	L	M	N	P
SCFD–1,3	85	70	2,5	11	M5	26,4	8	4	50	M4	105	5	20
SCFD–1,7	85	70	2,5	11	M5	26,4	8	4	60	M4	105	5	20
SCFD–2,3	115	95	3	11	M8	26,4	8	4	95	M4	130	5	20
SCFD–3,5	115	95	3	14	M8	31	8	5	100	M5	130	3	25

SERIE DE MOTOARE PAS CU PAS DE 1,8° TIP MPPH

Date tehnice

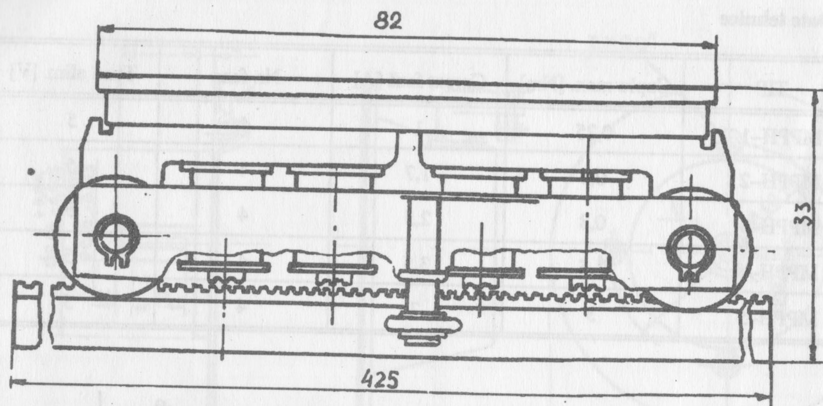
TIP	Cuplu max. [Nm]	Curent fază [A]	Nr. faze	Tens. alim. [V]
MPPH–1	0,25	1	4	5
MPPH–2	0,5	1,7	4	5
MPPH–3	0,8	2,5	4	5
MPPH–4	1,5	3,5	4	5
MPPH–5	3	7	4	5



Dimensiuni

mm / TIP	A	B	C	D	E	F	G	I	L	M
MPPH–1	6	50	60	20,5	2,5	65	5,8	80	67	60
MPPH–2	6	50	60	20,5	2,5	65	5,8	80	89	60
MPPH–3	6	50	60	20,5	2,5	65	5,8	80	111	60
MPPH–4	10	80	86	30	3	100	5,8	116	112	86
MPPH–5	10	80	86	30	3	100	5,8	116	154	86

MOTOR PAS CU PAS LINIAR TIP MPPL



Caracteristici tehnice

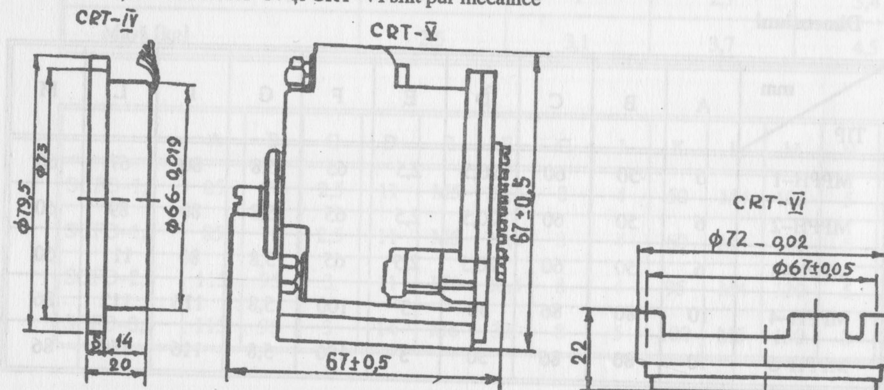
TIP	Forța maximă statică	Lungimea pasului	Frecvența de lucru	Frecvența de pornire	Masa
U.M.	kgf	mm	pași/sec	pași/sec	kg
MPPL-01	2	0,42	100	200	1,4

TRANSFORMATOARE ROTATIVE FĂRĂ CONTACTE

Destinație

TRC sînt destinate determinării poziției rotorului în raport cu un reper, estimarea realizîndu-se prin valoarea tensiunii induse în îmfășurarea secundară, dependentă de unghiul de poziție.

Diferențele dintre CRT–IV și CRT–VI sînt pur mecanice



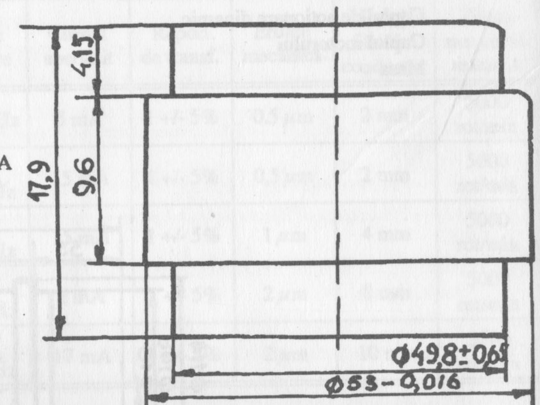
Date tehnice

TIP	Tensiune	Frecvență	Curent max. abs.	Tensiune secundară	Domeniu de folosire	Eroare de liniarit.
CRT IV	40 V	500 Hz	150 mA	4,5 V +/- 0,5 V	+/- 5°	1%
CRT V	40 V	500 Hz	250 mA	30V +/- 2 V	+/- 25°	2%
CRT VI	40 V	500 Hz	150 mA	4,5 V +/- 0,5 V	+/- 5°	1%

SELSINE

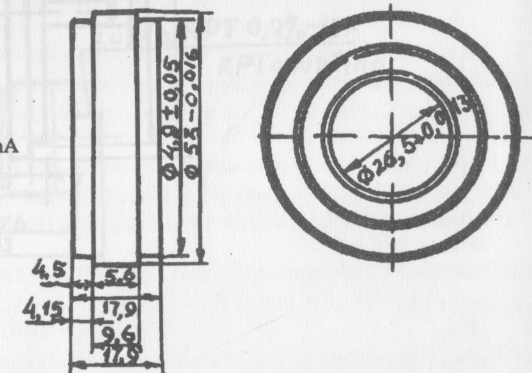
SELSIN RECEPTOR 26–4 SEF

Tensiune de alimentare : 11,8 V
Frecvență : 400 Hz
Eroare electrică : +/- 8'
Curent absorbit : 25 +/-10% mA
Putere absorbită : 0,08 W
Regim de lucru : continuu



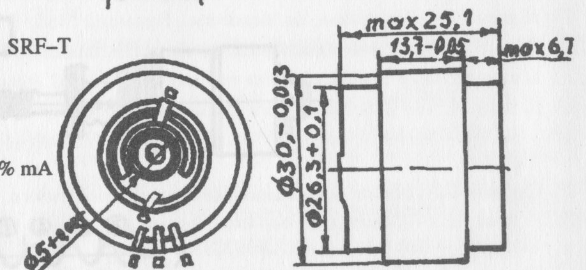
SELSIN EMIȚĂTOR 26–4 SEF–P

Tensiune de alimentare : 26 V
Frecvență : 400 Hz
Eroare electrică : +/- 8'
Curent absorbit : 150 +/-10% mA
Putere absorbită : 0,95 W
Regim de lucru : continuu



SELSIN FĂRĂ CONTACTE 26–4 SRF–T

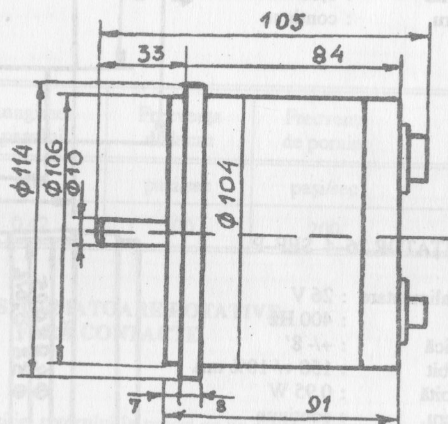
Tensiune de alimentare : 11,8 V
Frecvență : 400 Hz
Eroare electrică : +/- 7'
Curent absorbit : 17 +/-10% mA
Putere absorbită : 0,023 W
Regim de lucru : continuu



TRADUCTOR INDUCTIV DE POZIȚIE DE TIP INDUCTOSIN CU MOTOR INTEGRAT

Date tehnice

Număr de perechi de poli	: 50
Pas	: 7°12′
Rezoluție standard	: +/- 30 ″
Rezistență de intrare	: 0,7 +/- 0,2 ohmi
Raportul de transformare a tensiunilor	: 1/100 la 10 KHz
Tensiune de alimentare a motorului	: 110 V +/- 10% /Hz
Cuplul de acționare dinamic	: 4 Ncm pt. 100 rot/min
Cuplul motorului	: min. 2 Ncm
Masa	: 2 kg



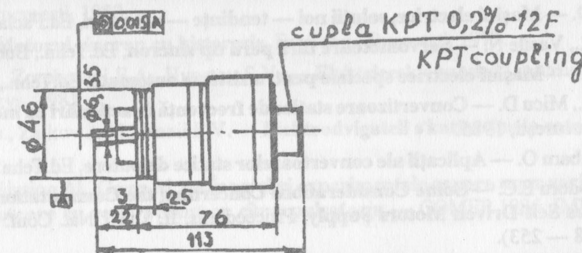
TRADUCTOARE ANALOGICE TIP RESOLVER

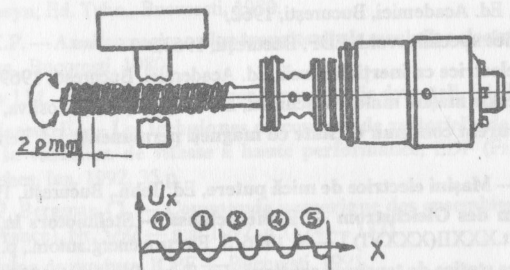
Destinație

Sînt utilizate pentru detectarea poziției în servoacționări electrice reglabile la mașini unelte cu comandă program, pentru traducerea poziției rotorului la mașinile sincrone autopilotate precum și în sisteme de sincronizare.

Date tehnice

Tip	Nr. poli	Sursă de alimentare	Curent absorbit	Raport de transf.	Eroare mecanică	Pasul filetului conductor	Viteza mecanică maximă
23–R–2	2	5 V /800 Hz	5 mA	1 +/- 5%	0,5 μm	2 mm	5000 rot/min
21–R–2	2	2–10 V /2–10 KHz	15 mA	1 +/- 5%	0,5 μm	2 mm	5000 rot/min
21–R–4	4	2–10 V /2–10 KHz	15 mA	1 +/- 5%	1 μm	4 mm	5000 rot/min
21–R–8	8	2–10 V /2–10 KHz	2 mA	1 +/- 5%	2 μm	8 mm	5000 rot/min
21–R–10	10	2–10 V /2–10 KHz	17 mA	1 +/- 5%	2 μm	10 mm	5000 rot/min





BIBLIOGRAFIE

1. Atanasiu Gh. — **Maşini electrice speciale**, vol.1 şi 2, Litogr. I.P. "Traian Vuia", Timişoara, 1976.
2. Stanomir D. — **Teoria fizică a sistemelor electromecanice**, Ed. Acadamiei Române, Bucureşti, 1982.
3. Boldea I., Atanaşiu Gh. — **Analiza unitară a maşinilor electrice**, Ed.Academiei Române, Bucureşti, 1983.
4. White D.C., Woodson H.H. — **Electromechanical Energy Conversion**, John Wiley and Sons, New York, 1959.
5. Seely S. — **Electromechanical Energy Conversion**, Mc.Graw-Hill Book Company, 1962.
6. Meisel J. — **Principles of Electromechanical — energy conversion**, Mc. Graw-Hill Book Company, 1966.
7. Müller G. — **Elektrische Maschinen. Theorie rotierender elektrischer Maschinen**, VEB Verlag Technik, Berlin, 1987.
8. Morgan T.A. — **General Theory of Electrical Machines**, Heyden and Son Ltd., London, 1979.
9. Kopîlov P.I. — **Elektriceskie masinî**, Energoatomizdat, Moskva, 1986.
10. Simion Al. — **Consideraţii asupra ecuaţiilor maşinii electrice generalizate**, (I), (II), COMEP 1985, IME Piteşti, p. (8 — 26), p. (27 — 40).
11. Teodorescu D. — **Maşini electrice, soluţii noi — tendinţe — orientări**, Ed.Facla, Timişoara, 1981.
12. Măgureanu R., Vasile N. — **Servomotoare fără perii tip sincron**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1990.
13. Măgureanu R. — **Maşini electrice speciale pentru sisteme automate**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1980.
14. Măgureanu R., Micu D. — **Convertizoare statice de frecvenţă în acţionări cu motoare asincrone**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1985.
15. Alexa D., Hrubaru O. — **Aplicaţii ale convertoarelor statice de putere**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1989.
16. Gogu M., Teodoru E.C. — **Some Considerations Concerning the Commutation of Invertors for Synchronous Self-Driven Motors Supply**, Proceedings, II, The 7 Nat. Conf. El.Drives, Galaţi, 1990, p. (248 — 253).
17. Silard P.A. — **Tiristoare cu blocare pe poartă GTO**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1990,
18. Vasiliu Gh., Suchar I., Serban Gh. — **Micromotoare cu comutaţie statică**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1976,
19. Parteni C.A. — **Curs de maşini electrice speciale**, Litogr. Tipogr. Învăţămîntului, Bucureşti, 1957,
20. Moraru A. — **Amplidina**, Ed. Academiei, Bucureşti, 1962,
21. Sand M. — **Maşini electrice speciale**, vol.I, EDP, Bucureşti, 1963,
22. Lăzăroiu F.D. — **Maşini electrice cu inerţie redusă**, Ed. Academiei, Bucureşti, 1969
23. Ermolin N.P. — **Elektriceskie maşinî maloi moşcinosti**, Ed. Vîşşaia Şkola, Moskva, 1967,
24. Stoia D. — **Motoare de curent continuu excitate cu magneţi permanenţi**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1983,
25. Lăzăroiu D.F., Slaiher S. — **Maşini electrice de mică putere**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1973,
26. Simion Al. — **Kennlinien des Gleichstrom — Reihenschluss — Stellmotors in stationärem Betrieb** — Bul. I.P. Iaşi, t.XXXII(XXXVI) 1 — 4, 1986, S. Electrot.energ.autom., p. (71 — 76),
27. Străinescu I. — **Variatoare statice de tensiune continuă**, Ed. Tehn. Bucureşti, 1983,

28. Simion Al., Taşcă Gr., Hagianu D., Grigore A. — **Încercări experimentale asupra unor variante constructive de maşini asincrone cu alunecare mărită**, COMEP, 1983, IME Piteşti, p. (143 — 152),
29. Simion Al., Cojan M., Cociu R., Cociu L. — **Consideraţii asupra caracteristicilor de funcţionare a motoarelor asincrone monofazate** — Lucr. ses. jub. a I.P. Iaşi. vol. III, 1988, p. (233 — 236),
30. Simion Al., Cojan M., Hagianu D. — **Scheme optime de pornire şi funcţionare a motoarelor asincrone cu fază auxiliară**, COMEP, 1986, IME Piteşti, p. (36 — 42),
31. Simion Al., Hagianu D., Cojan M., Popa T. — **Aspecte privitoare la comanda în frecvenţă a motoarelor asincrone bifazate**, COMEP, 1987, IME Piteşti, p. (1 — 8),
32. Veinott C.G. — **Fractional and subfractional Horsepower Electric Motors**, Mc. Graw Hill BC, New York, 1982,
33. Sora I., Babescu M. — **Micromotorul cu poli ecranaţi**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1979.
34. Simion Al. — **Reversible Operation of the Drag-Cup A.C. Servomotors**, Proc. ICEM'86, München, 1986, p. (562 — 565).
35. Simion Al., Cojan N., Teodoru E.C. — **Metodă de comandă reversibilă a servomotorului asincron bifazat**, Dosar OSIM nr. 109. 403/82.
36. Popovici A. ş.a. — **Motor sincron monofazat cu două viteze nominale**, Brevet nr. 44078/1967.
37. Zenisek L. — **Maşini electrice speciale**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1959.
38. Simion Al. — **Motor electric reactiv**, Brevet nr. 73302/1972.
39. Simion Al. — **Contribuţii la studiul circuitelor parametrice şi neliniare cu aplicaţii la maşinile electrice reactive**, Teză de doctorat, I.P.Iaşi, 1976.
40. Balagurov X.A., Gridin V.M., Lozenko V.K. — **Bezkontaktnîe dvigateli postoiannogo toka s postoiannîmi magnitami**, Ed. Ênerghia, Moskva, 1967.
41. Kelemen A., Crivii M. — **Motoare electrice pas cu pas**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1975.
42. Măgureanu R., Vasile N. — **Motoare sincrone cu magneţi permanenţi şi reluctanţă variabilă**, Ed.Tehn., Bucureşti, 1983.
43. Galan N. — **Motorul sincron cu histerezis**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1973.
44. Bruskin E.D., Zorohovici E.A., Hvostov S.V. — **Elektriceskie maşinî i micromaşinî**, Ed. Vîşşaia şkola, Moskva, 1981.
45. Borziak G. Iu., Zaikov A.M., Nanii P.V. — **Elektrodvigateli s katiascimsia rotorom**, Ed. Tehnika, Kiev, 1982.
46. Hagianu D., Simion Al., Cojan M. — **Încercări experimentale asupra unor variante constructive de servomotoare cu rotor rulant cu cîmp pulsatoriu** — COMEP 1986, IME Piteşti, p. (43 — 49).
47. Simion Al. — **Einfluss der konstruktiven elektrischen Parameter auf die Betriebskennlinien der Induktionsmaschine** ETZ — Archiv, 6, 1984, H.10, s. (357 — 362), R.F.G.
48. Stefănescu N. — **Selsine**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1967.
49. Lăzăroiu D.F., Slaiher S., Bolocan D. — **Traductoare inductive de poziţie analogică de tip inductosyn**, Ed. Tehn., Bucureşti, 1980.
50. Kovacs K.P. — **Analiza regimurilor tranzitorii ale maşinilor electrice** (traducere din lb. maghiară), Ed. Tehn., Bucureşti, 1980.
51. Postnicov I.M., Ralle V.V. — **Sinhronîe reactivnîie dvigateli**, Ed. Tehn., Kiev, 1970.
52. Lajoie-Mazenc E. — **Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinees a la variation de vitesse a haute performance**, EDF (France), Direction des Etudes et Recherches, Ian. 1992, 35 p.
53. Louis J-P, Bergman Cl. — **Commande numerique des ensembles convertisseurs — machines**, RGE (France), Nr. 5/92 — mai 1992, p. (124 — 133).
54. * * * Catalog de produse, ICPE — Bucureşti, 1991.

CUPRINS